

# 平成23年度 修士論文

## 共振負荷の周波数変動に対する適応制御法

指導教員 橋本誠司 教授

群馬大学大学院工学研究科  
電気電子工学専攻

チュアン ヴァン コーア

# 目次

## 第1章 序論

1.1 研究背景	3
1.2 研究目的	4

## 第2章 周波数追従ピークフィルタとノッチフィルタ

2.1 ピークフィルタの概要とその有効性	5
2.2 周波数追従ピークフィルタ	9
2.2.1 周波数追従理論と適応アルゴリズム	9
2.2.2 アルゴリズムの改良	12
2.2.3 シミュレーション結果	13
2.3 ノッチフィルタの概要とその有効性	15
2.4 周波数追従ノッチフィルタ	17
2.4.1 概要と構成	17
2.4.2 シミュレーション結果	20

## 第3章 共振負荷の周波数変動に対する適応制御法

3.1 外乱オブザーバに基づく内部モデル制御系(DIMC)の概要	24
3.1.1 内部モデル制御系(IMC)	24
3.1.2 内部モデル制御法の位置制御系への応用とその問題点	25
3.1.3 外乱オブザーバ	28
3.1.4 外乱オブザーバに基づく内部モデル制御系(DIMC)	31
3.1.5 任意の外乱に対する補償法	32
3.2 周波数追従機構を有する外乱オブザーバに基づく内部モデル制御系	36
3.2.1 周波数追従機構の適用とシステム構成	36
3.2.2 シミュレーション結果	38

## 第4章 周波数追従機構を有する2自由度制御系

4.1 2自由度制御系(DOF)の概要	43
4.2 周波数追従機構の適用と全体構成	46
4.3 シミュレーション結果	47

## 第5章 まとめ

参考文献	53
発表文献	54
謝辞	55

# 第1章 序論

## 1.1 研究背景

近年、機械装置、建物、乗り物などの振動を高精度に制御することができる能動形動吸振器に関する研究・開発が活発に行われている。ここでは、制振の目的や用途に応じて、いろいろな制御理論が制御系設計に適用されている。また、このような共振特性は機械系、電気系を問わず、様々なシステムにおいて存在する。特に、モータなど回転機器の共振やクレーンの移動時における共振、また、橋やビルなどの構造物等の共振は問題となることが多い。この振動抑制には、共振特性を考慮に入れた制御系設計が必要不可欠となる。

制御対象の持つ正確な共振特性がわかれば、フィードバックコントローラでゲインを抑えるゲイン安定化手法、ピークフィルタ、ノッチフィルタをあてるという位相安定化手法が利用できる<sup>(1)</sup>。フィードバック制御では、観測される制御量の結果を受け取ってから誤差を修正するため、修正動作が後追いになってしまう。したがって、目標値の応答性において所望の性能を満たさない場合があり、外乱に対してもその影響を受けることになる。また、制御量が所望の状態にあったとしてもセンサなどの検出器にノイズが存在した場合、フィードバックループによりノイズが増幅され、系が発散する場合もある。

これに対し、フィードフォワード制御を用いたモデルベースド制御による内部モデル制御法<sup>(2)</sup>などでは理想的な応答がえられる。しかしながら、共振特性の同定が不十分な場合には、定常振動が残ったりシステムとしての特性が劣化する場合もある。このような観点から、共振周波数を高精度に推定する手法が提案されている<sup>(3)</sup>が、その多くはオフライン手法であり、パラメータ変動や経年変化に起因した共振周波数の変化には対応できない。この問題に対し、近年、実現が容易で、適応制御や適応同定等、オンラインによる手法という技術の進歩が期待されている。

## 1.2 研究目的

本研究では、制御対象の共振周波数をオンラインで推定する周波数追従機構を用いた内部モデル制御系の構築を目的とする。文献[4]では、ピークフィルタの入出力の位相関係により振動外乱の周波数を推定する適応アルゴリズムが示されている。また、文献[5]では、そのピークフィルタを用いてノッチフィルタを構成し、対象の共振周波数を推定する方法が提案されている。さらに、文献[6]にて、ピークフィルタを用いて構成されたノッチフィルタへの応用が提案されている。

本研究では、この手法を拡張し、周波数追従機構<sup>(4)</sup>を一つの要素とし、前述した文献[3]で提案した外乱オブザーバに基づく内部モデル制御系(DIMC)に応用する。すなわち、共振負荷の周波数変動に対する適応制御法を提案する。これに外乱オブザーバに基づく内部モデル原理を適用して、従来のフィードバック制御による振動抑制効果に加えて、特定の周波数で制振対象物の振動を完全に零にすることができる制御系の構成を提案する。また、提案手法の有効性をシミュレーションにて検証する。

モデルベースド制御とは、広義の意味ではなんらかの手法によって数式化されたモデルを用いて制御系設計を行う制御である。具体的に、一つの制御系の中にノミナルモデルを有している制御系という意味で用いる。ノミナルモデルの導出方法は、①物理的パラメータから運動方程式を導きモデリングを行う、②単純な入出力の関係からゲイン、時定数を割り出しモデリングを行う、③システム同定理論によりモデリングを行う、等が挙げられる。しかし、実際にはどの導出方法を用いてもモデル化誤差のない完全なモデルを導出するのは不可能である。モデルベースド制御はその点に対しては欠点を持っているといえる。しかしながら、モデル化誤差および制御対象の経年劣化のように制御対象のダイナミクスの変化に対しては適応機構を導入することでその補償を行うことが可能である。

本研究で提案する方法では、外乱オブザーバに基づく内部モデル制御に対し、適応機構を導入し、共振周波数に焦点をあて、周波数成分の適応化を行い、応答の改善、振動制御をはかる。

本論文は以下のような構成となっている。

第2章では文献[5]、[6]の手法の位置制御系への有効性検証を行う。第3章では、上述した内部モデル制御系の代表として、外乱オブザーバに基づく内部モデル制御系(DIMC)への周波数追従機構の適用をし、制御系として構築する。さらに、第4章ではノミナルモデルを有する2自由度制御系(DOF)への適用し、構築を行う。また、いずれもシミュレーションを通して、その有効性を検証する。最後に、第5章で本論文のまとめを述べる。

## 第2章 周波数追従ピークフィルタ

### 2.1 ピークフィルタの概要とその有効性

ピークフィルタとはある特定の周波数のところでピークを持つフィルタである。主な特徴としては、中心周波数でフィルタゲインが無限大(理想)であること、また、閉ループ系の安定性を考慮すると狭帯域になってしまうということなどが挙げられる。まず、ピークフィルタの補償を付加した制御系のブロック線図を図 2.1.1 に示す。

通常のフィードバック制御のコントローラと並列にピークフィルタをフィードフォワードとして挿入する。外乱としてある一定の既知の周波数の正弦波が印加されているとき、ピークフィルタにてそれを打ち消すような信号を生成し、制御入力に加えることで振動を抑制することができる。

ここで、図 2.1.1 におけるプラント(精密ステージ)の伝達関数(連続系)を次のように仮定する。

$$P(s) = \frac{1364}{s^2 + 215s}$$

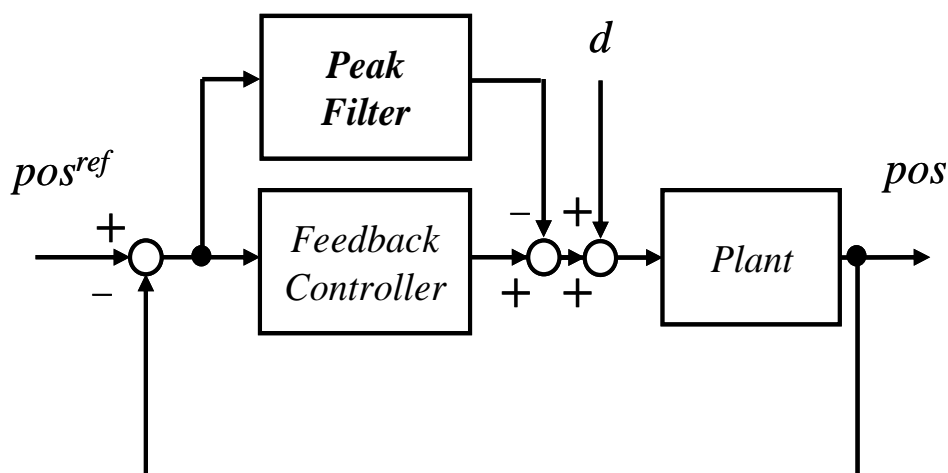


図 2.1.1 ピークフィルタ補償を含むフィードバック制御系

また、ピークフィルタの伝達関数(離散系)を以下のように定める。

$$F_p(z) = \frac{-9.9737z + 9.9737}{z^2 - 2k_0z + 1}$$

ただし  $k_0 = \cos(\omega_0 * T_s)$  と定義し、

$$\omega_0 = 2 * \pi * f_0$$

$$f_0 = 200 \text{ [Hz]}$$

$$T_s = 0.0001 \text{ [sec]}$$

とする。

このときピークフィルタの周波数特性を図 2.1.2 に示す。図 2.1.2 を見ると中心周波数 200Hz にピークを持っていることがわかる。

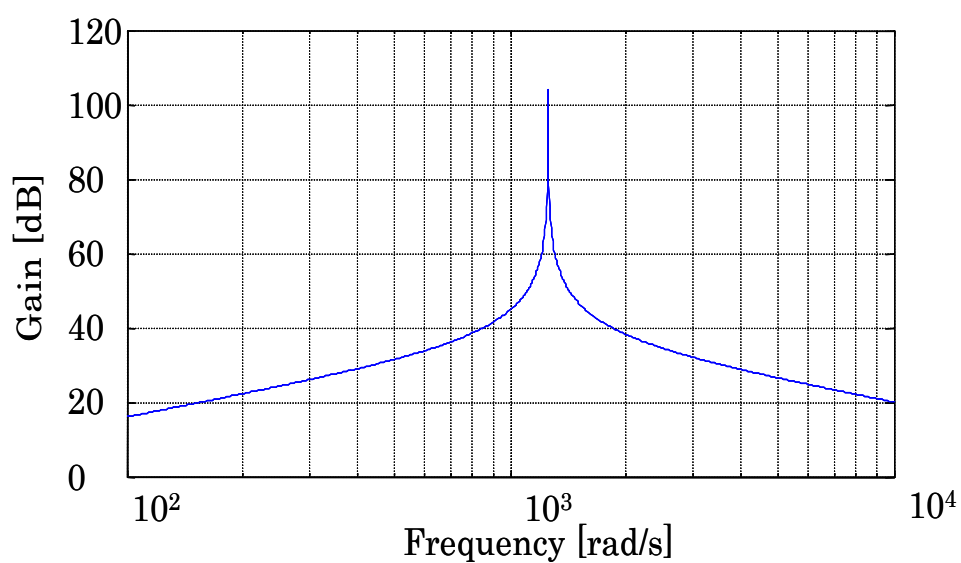


図 2.1.2 ピークフィルタの周波数特性

これを踏まえて外乱に対する有効性検証を行う。目標値を 0.05[mm]のステップ指令とし、ピークフィルタの中心周波数を 200Hz、外乱(定常振動)の周波数を 200Hz として、ピークフィルタあり(with PF)、なし(w/o PF)でのステップ応答波形を図 2.1.3 に示す。なお、コントローラは次式の PID 補償とし、制御帯域は 50[rad/sec]とした。

$$C_{PID}(s) = \frac{0.00074026s^2 + 0.16381s + 1}{3.3553 \cdot 10^{-5}s^2 + 0.031623s}$$

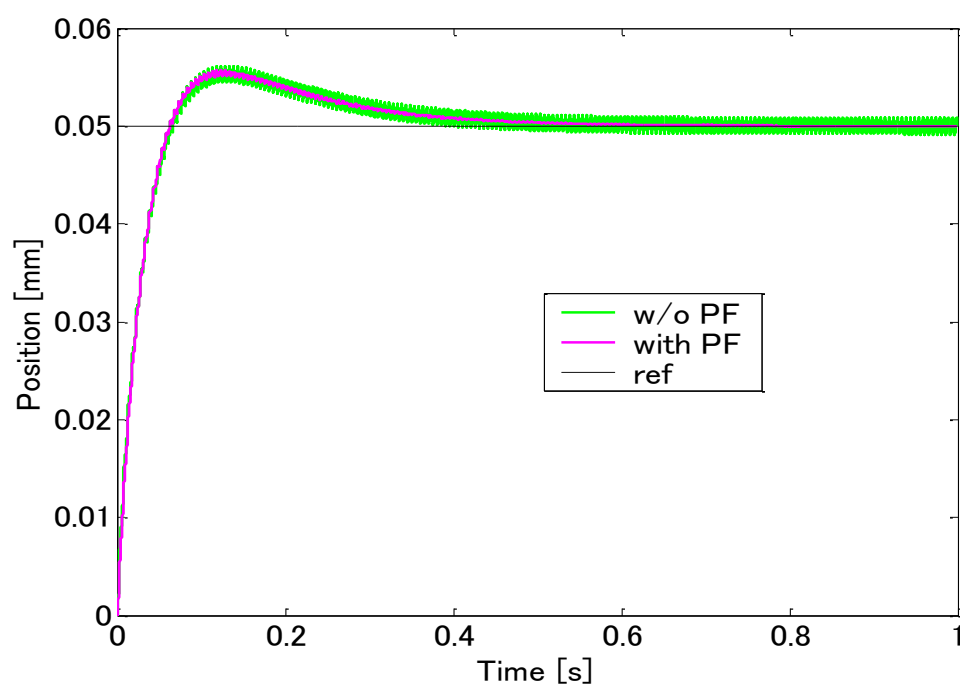


図 2.1.3 ピークフィルタ有り/無しでのステップ応答



次に、図 2.1.4 に外乱振動数が変動したときのステップ応答波形を示す。この結果により、中心周波数と外乱(定常振動)の周波数が一致している場合は、振動を抑制できているのがわかる。しかしながら、中心周波数と外乱の周波数がズレてしまうと当然ながら、答が劣化してしまう。

図 2.1.4 のように外乱の周波数を  $200 \pm 10\% [\text{Hz}]$  としたとき、ステップ応答として振動が大きく残りピークフィルタの役割を果たしているとは言い難い。外乱の周波数が一定で確実に一致しているときには有効であるが、そのようなケースは稀である。そこで、周波数追従型のピークフィルタが提案されている。次節でその適応アルゴリズムの有効性検証を行う。

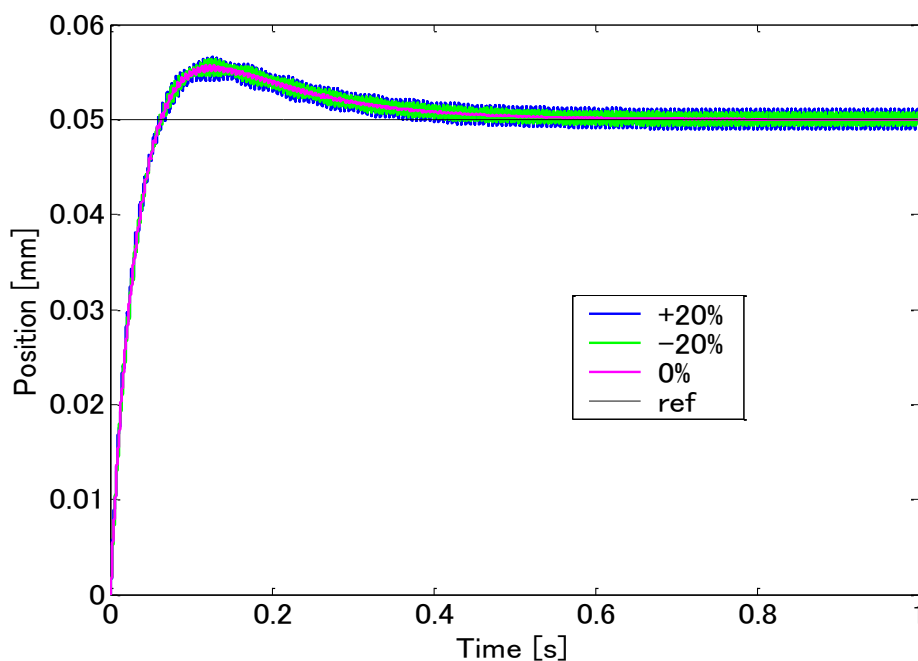


図 2.1.4 外乱周波数変化時のステップ応答

## 2.2 周波数追従ピークフィルタ

### 2.2.1 周波数追従理論と適応アルゴリズム

周波数追従型ピークフィルタは、前述のピークフィルタで実現できなかった中心周波数と振動周波数のずれが起こった場合に対して、逐次的に振動周波数へ中心周波数を追従させ、振動を抑制する方法の一つである。その導出には、フィルタの入出力信号の位相関係を利用する。まず、初めにシステム全体のブロック線図を図 2.2.1 に示す。また、プラントの伝達関数の離散系を以下に示す。

$$P(z) = \frac{0.6771 \cdot 10^{-5} z + 0.6723 \cdot 10^{-5}}{z^2 - 1.9787z + 0.9787} \dots\dots\dots (2.2.1)$$

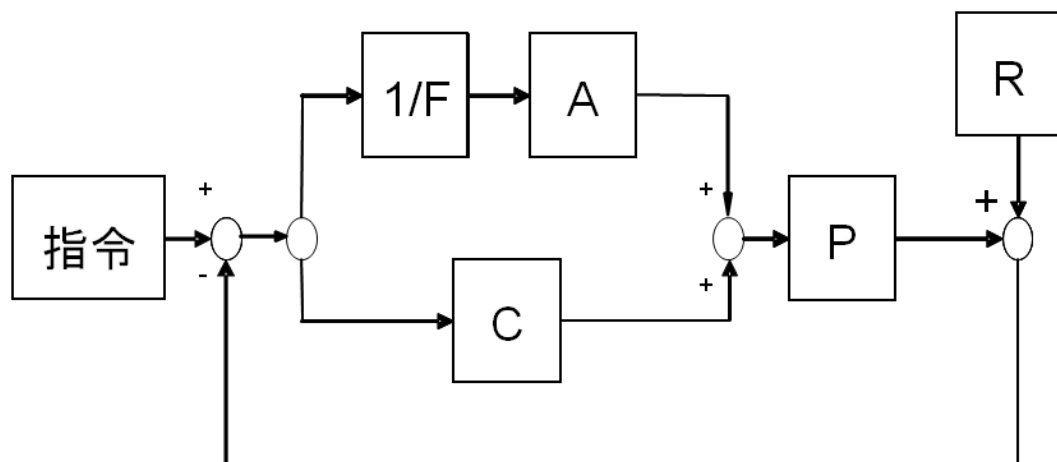
ここで、外乱  $R$  は単一正弦波とする。次に、伝達関数  $A/F$  を以下のように定義する。

$$\frac{A(z)}{F(z)} = \frac{-0.49803z^2 + 0.49803}{z^2 - 2k_0z + 1} \dots\dots\dots (2.2.2)$$

ただし  $k_0 = \cos(\omega \cdot T_s)$ 、 $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f_0$ 、 $f_0 = 200$  [Hz]、 $T_s = 0.0001$  [sec] とする。

コントローラ  $C$  は離散系の PID で、以下のように決定した。

$$C(z) = \frac{21.303z^2 - 42.139z + 20.836}{z^2 - 1.91z + 0.90999} \dots\dots\dots (2.2.3)$$



$P$  : Plant System       $C$  : Controller  
 $R$  : External noise       $X$  : Input of filter  
 $Y$  : Output of filter       $A/F$  : peak filter

図 2.2.1 システム全体のブロック線図

[illegible][illegible]
$$\frac{X}{R} = \frac{F}{(1-PC)F - PA} \cdot \dots \cdot (2.2.6)$$
$$\frac{1}{(1-PC)F - PA} = L \equiv |L| e^{j\Omega} \cdot \dots \cdot \quad (2.2.7)$$
[illegible][illegible][illegible][illegible]
$$X_n = 2(\cos \omega - \cos \omega_0) * |L| a \sin(n\omega + \Omega + \omega) \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot (2.2.12)$$
[illegible]

である。ここで、現在の入力値  $X$  の一個前と現在の出力値  $Y$  を掛けたものを計算すると

$$X_{n-1}Y_n = (\cos \omega - \cos \omega_0) |L|^2 a^2 (1 - \cos(2n\omega + 2\Omega)) \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot (2.2.14)$$

と表される。 $X_{n-1}Y_n$  の  $N$  時点での平均を取ると次式となる。

$$E(N) = \frac{1}{M} \sum_{n=N}^{N+M-1} X_{n-1}Y_n = (\cos \omega - \cos \omega_0) |L|^2 a^2 \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot (2.2.15)$$

式 (2.2.15) での  $M$  は十分に大きい自然数である。そして、この式が与えられる意図は、一つ目に多くのデータをとることで、振動周波数と中心周波数のずれを補正する精密さを向上するという点である。二つ目に  $E(N)$  の符号は実際の振動周波数  $\omega$  と中心周波数  $\omega_0$  の大小関係で決まる点である。もし、 $E(N)$  がゼロになるとすれば、振動周波数  $\omega$  と中心周波数  $\omega_0$  が一致することになる。そこで  $E(N)=0$  となるように、以下の漸化式を用いる。

$$k_0(N+1) = k_0(N) + lE(N) \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot (2.2.16)$$

ただし

$$k_0 = \cos \omega_0 \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot (2.2.17)$$

この式 (2.2.14) は式 (2.2.5) の  $z$  の項の係数とする。 $k_0(N)$  は  $k_0$  の  $N$  時点の推定値とし、 $N+1$  は  $N$  時点での更新の次の動作を示すものである。また、 $l$  は以下で述べる収束条件を満たすように決められる値である。式(2.2.15)と式(2.2.16)により、

$$E(N+1) = (\cos \omega - k_0(N+1)) |L_{N+1}|^2 a^2 \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot (2.2.18)$$

となり、

$$E(N+1) = \left( \frac{|L_{N+1}|}{|L_N|} - l |L_{N+1}|^2 a^2 \right) E(N) \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot (2.2.19)$$

$L_N$  は式 (2.2.4) の  $L$  の  $F$  が

$$F_N = z^2 - 2k_0(N) + 1 \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot (2.2.20)$$

となったものである。 $E(N+1)$  は  $E(N)$  を計算した後  $k_0$  を変更後、十分時間が経ったあと、計算される。式 (2.2.19) により

$$\left| \frac{|L_{N+1}|}{|L_N|} - l |L_{N+1}|^2 a^2 \right| < 1 \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot (2.2.21)$$

が収束条件となる。この式を満たすように  $l$  を選ぶことで収束が可能となる。このとき  $E(N)$  はゼロに収束し、中心周波数  $\omega_0$  が振動周波数  $\omega$  と一致する。

### 2.2.2 アルゴリズムの改良

式 (2.2.21) は振動周波数の入力の大きさ  $a$  入ってきてしまい、もし入力  $a$  が大きいと推定周波数が収束しない可能出てく性がる。そこで  $l$  を以下のように定める。

[illegible]

ただし  $l_0$  は定数する。このとき式 (2.2.21) は

[illegible]

となり、 $a$  によらない条件式となる。実用上は  $E(N)$  のように平均を求めたりするのは、ある時点での特別な処理が必要となるので、困難である。そこで、以下に示すアルゴリズムを使用することにする。

[illegible]

$$l = \frac{l_0}{\Psi(n)} \cdot \dots \cdot (2.25)$$

[illegible]

$k_0(n)$  時刻  $n$  での  $k_0$  の値である。 $l_0$  が 1 より十分に小さい値であるならば式 (2.2.24) は式 (2.2.15) の近似としてみることができる。この計算では各  $n$  時点の計算はすべて同じになるので簡単な設計が可能となる。ここで  $r$  と  $l_0$  は設計パラメータで設計者が任意に決めることができる。 $r$ 、 $l_0$  はシステムの安定性や、速応性に寄与するパラメータでもある。具体的に、 $l_0$  を 0.001 以下と小さな値にし、 $r$  に適切な値を入れればシステム全体で安定性を確保でき、振動を抑制できる。

### 2.2.3 シミュレーション結果

ここでは前節で述べた周波数追従型ピークフィルタの有効性を確認するためにシミュレーションにて検証を行う。用いたプラントの伝達関数は 2.1 節と同じである。目標値は  $0.05[\text{mm}]$  のステップ応答とし、コントローラは前述同様に PID 補償で帯域は  $50[\text{rad/s}]$  である。さらに、追従アルゴリズム用の定数は若干の試行錯誤のもと、 $l_0 = 0.0008, r = 0.3$  と設定した。

外乱には  $210[\text{Hz}]$  の正弦波を印加した。周波数追従を行った結果を図 2.2.2 に示す。初期値を  $200[\text{Hz}]$  としたアルゴリズムは最終的に真値の  $210[\text{Hz}]$  に収束し、その収束とともに図 2.2.3 に示す応答の振動も減少している様子がわかる。これらにより、追従アルゴリズムの妥当性とその効果が確認できた。

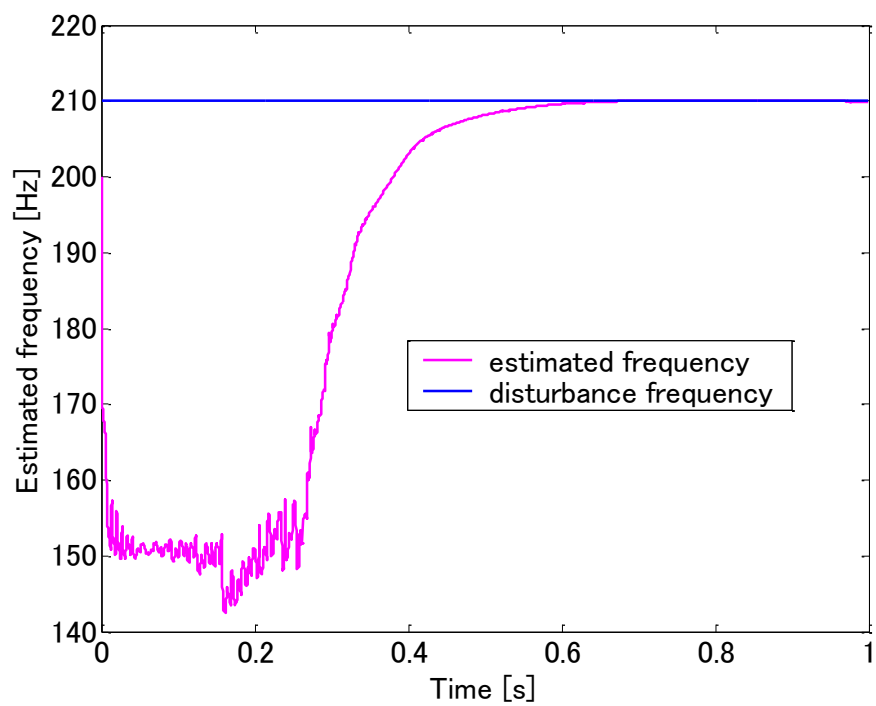


図 2.2.2 推定周波数と外乱の周波数

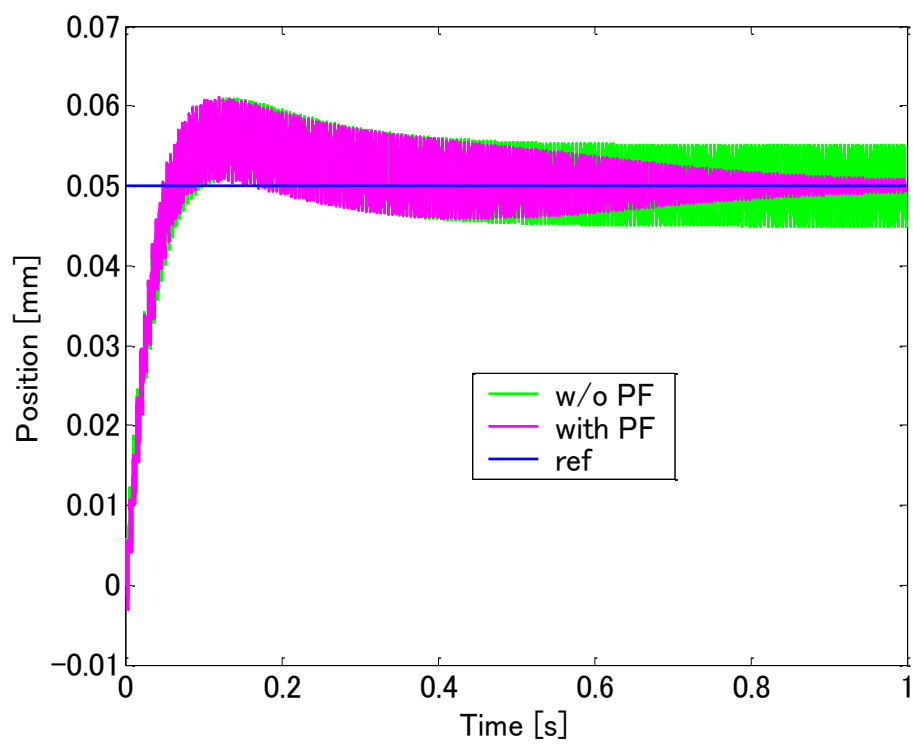


図 2.2.3 ステップ応答

## 2.3 ノッチフィルタの概要とその有効性

制御対象が共振周波数を持っている場合、機械共振により系が不安定になる場合がある。ノッチフィルタとは、狭帯域のバンドストップフィルタのことであり、他の周波数特性にあまり影響を与えず、特定の周波数のゲインを大きく減衰させる働きを持つ。中心周波数を 200Hz に設定したときのノッチフィルタの周波数特性を図 3.1.1 に示す。この特性を生かして制御対象の共振周波数にあって、ゲインを抑え系を安定させる。ノッチフィルタは一般的に以下の伝達関数で表される。

$$G_N(s) = \frac{s^2 + 2R\zeta_N\omega_N + \omega_N^2}{s^2 + 2\zeta_N\omega_N + \omega_N^2} \dots\dots\dots (2.3.1)$$

ここで各パラメータの定義は、 $\omega_N$  : ノッチの角周波数、 $\zeta_N$  : ノッチの幅、 $R$  : ノッチの深さとなっている。

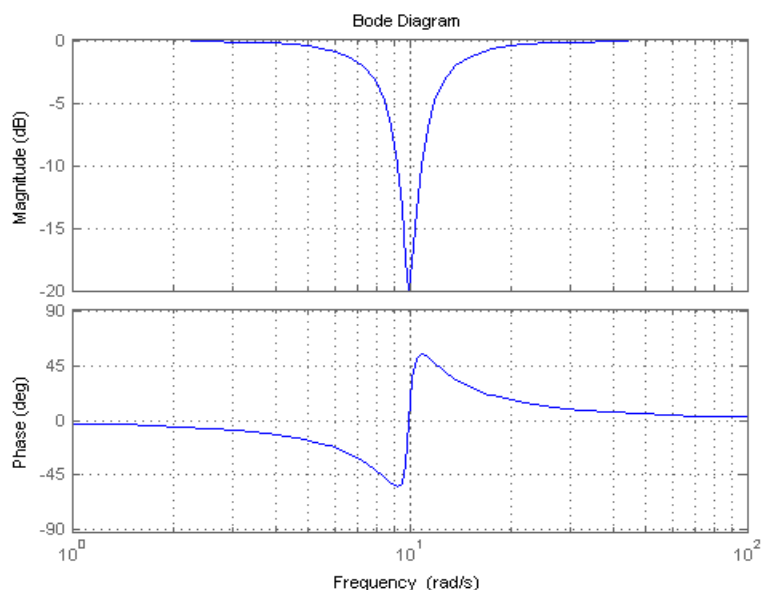


図 2.3.1 ノッチフィルタの周波数特性



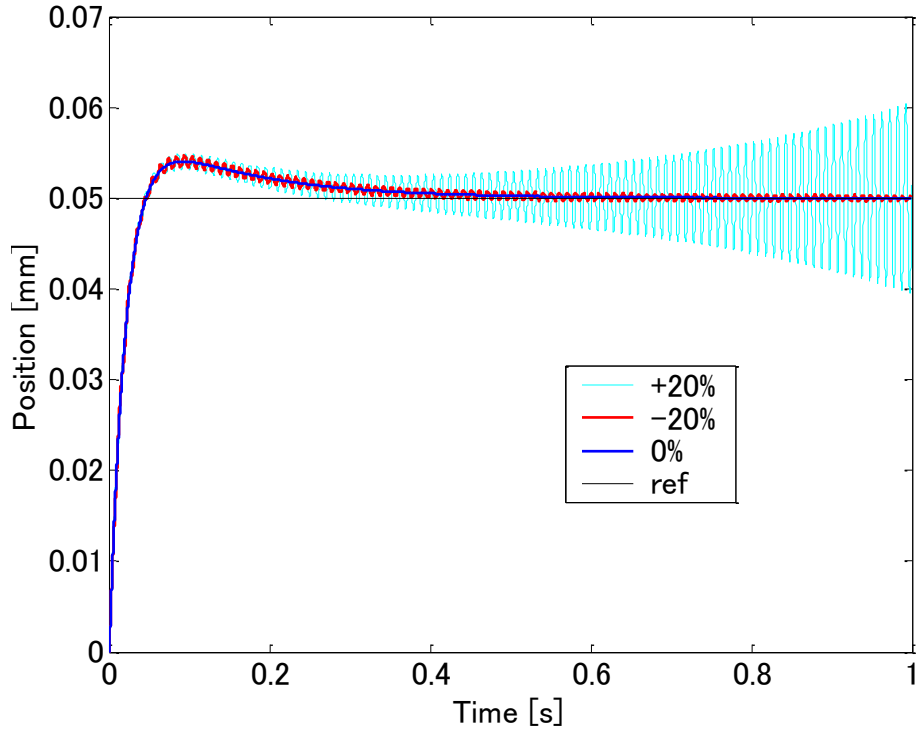


図 2.3.2 モデル誤差の有無によるノッチフィルタの効果

計法は非常に簡単であり、かつコントローラと制御対象の間に直列に設置するだけで効果が得られる。共振周波数が複数存在する場合には、多段に接続して用いられる。しかしながらピークフィルタのときと同じように、中心周波数と共振周波数がズレたときは振動が残り、応答の劣化は避けられない。ズレが生じたときの応答の変化を図 2.3.2 に示す。

また、制御対象は機械共振を有する精密ステージとし、

$$P(s) = \frac{15942.6}{s^2 + 1366.1s} \cdot \frac{s^2 + 125.66s + 3.9478 \cdot 10^5}{s^2 + 1.2566s + 3.9478 \cdot 10^5}$$

という伝達関数を用いた。100Hz の共振周波数を持つ対象である。コントローラの制御帯域を 50[rad/sec]とした。また、ノッチフィルタのパラメータは  $\zeta_N = 0.1$ 、 $R = 0.01$  と固定した。図 2.3.2 より周波数のズレを -20% としたときは徐々に振動が収束しているが、+20% としたときは発散してしまっている。その理由としてはノッチフィルタの特性より位相遅れが発生している点が挙げられる。0% のときはほとんど振動が出ておらず、やはり一致していると効果が高い。

このシミュレーションでは、周波数のみをモデル化誤差としているが、 $\zeta_N$  や  $R$  に相違が出ても、もちろん応答に劣化をもたらす。モデル化誤差は同定精度によるところが大きい。が、制御対象の経年変化や物質的变化で共振周波数も変わってくるので実際には完全に同じ周波数に調整するというのは困難を極める。そこで、このノッチフィルタにも周波数追従機構を取り入れ、逐次的に値を更新するという方法がある。次節でそれについて述べる。

## 2.4 周波数追従ノッチフィルタ

### 2.4.1 概要と構成

離散系のノッチフィルタは次式のように記述できる。

$$Q(z) = \frac{z^2 - 2\cos\omega_0 z + 1}{(1+l)z^2 - 2\cos\omega_0 z + 1-l} \dots\dots\dots (2.4.1)$$

ここで  $\omega_0$  はノッチの中心周波数、 $l$  はノッチの幅と深さを決める正の数である。ここで式 (3.2.1) を以下のように変形する。

$$Q(z) = \frac{\frac{1}{1+l}}{1 + \frac{l}{1+l} \frac{2\cos\omega_0 z - 2}{z^2 - 2\cos\omega_0 z + z}} \equiv \frac{\frac{1}{1+l}}{1 + \frac{l}{1+l} A(z)P(z)} \dots\dots\dots (2.4.2)$$

ただし、

$$P(z) = \frac{z}{z^2 - 2\cos\omega_0 z + 1} \dots\dots\dots (2.4.3)$$

$$A(z) = \frac{2\cos\omega_0 z - 2}{z} \dots\dots\dots (2.4.4)$$

式 (2.4.2) は、無限大のゲインをもつ式 (2.4.3) ピークフィルタ  $P(z)$  を用いてノッチフィルタが構成できることを示している。この式で構成したノッチフィルタのブロック図を図 2.4.1 に示す。

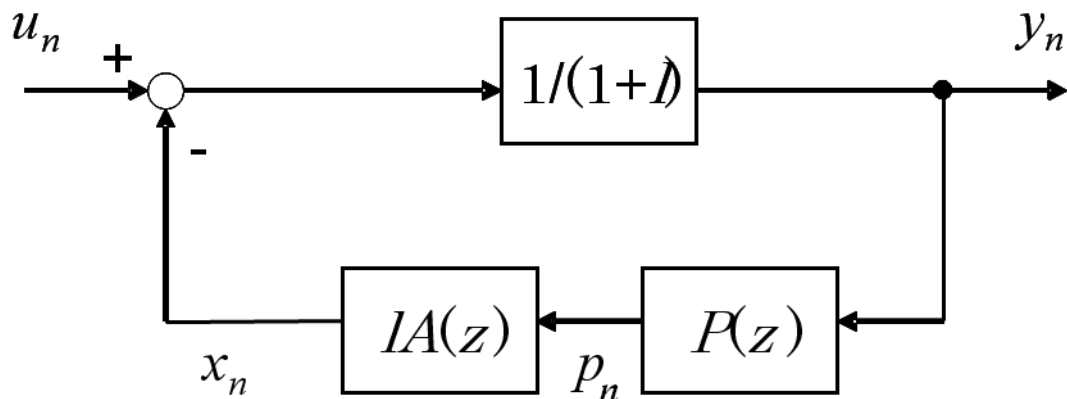


図 2.4.1 周波数追従ノッチフィルタ

図 2.4.1 よりノッチフィルタへの入力は  $u_n$  となり、出力は  $y_n$  となる。 $\cos \omega_0$  を適応的に変え、その  $N$  時点での推定値を  $k(N)$  とする。 $N$  は適応アルゴリズムが更新した回数で、必ずしもサンプル時間と等しいわけではない。例えば、100 回サンプルするごとに 1 回更新する場合等が考えられる。更に、 $P(z)$  の出力を  $p_n$  とし、 $A(z)$  の出力を  $x_n$  とすると、

$$p_{n+1} = 2k(N)p_n - p_{n-1} + y_n \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot (2.4.5a)$$

$$x_n = (2k(N)p_n - 2p_{n-1})l \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot (2.4.5b)$$

$$k(N+1) = k(N) + \lambda E(y_{n-1}p_{n-1}) \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot (2.4.5c)$$

$$y_n = \frac{1}{1+l}(u_n - x_n) \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot (2.4.5d)$$

が周波数推定の式となる。ここで  $E(y_{n-1}p_{n-1})$  は  $y_{n-1}p_{n-1}$  の時間平均を表す。

フィードバックの中に適応フィルタを置く場合は、適応フィルタの入力特性が、フィルタの係数が変わることにより変化する。つまり、適応フィルタへの入力を  $A \sin(\omega t + \theta)$  とすると、 $A$  と  $\theta$  が変わることになる。したがって、 $\omega$  を推定できるかどうか、その安定性を改めて検討する必要がある。ピークフィルタを利用する場合は、フィルタの位相に注目することで、安定性を調べることが出来る。ここでは入力  $u_n$  が単一周波数の場合の安定性を調べる。

時刻  $n$  時点での入力を

$$u_n = a \sin(n\omega) \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot (2.4.6)$$

とする。また、 $N$  時点での  $u_n$  から  $y_n$  までの伝達関数を  $Q_N(z)$  とする。 $Q_N(z)$  は、

$$Q_N(z) = L_N(z)(z^2 - 2k(N)z + 1) \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot (2.4.7)$$

となる。ただし、

$$L_N(z) = \frac{1}{(1+l)z^2 - 2\cos \omega_0 z + 1 - l} \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot (2.4.8)$$

である。また、 $u_n$  から  $p_n$  までの伝達関数は

$$Q_N(z)P(z) = zL_N(z) \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot (2.4.9)$$

と書ける。よって、

$$y_{n-1} = |L_N(e^{j\omega})| 2(\cos \omega - k(N))a \sin(n\omega + \Omega) \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot (2.4.10)$$

$$p_{n-1} = |L_N(e^{j\omega})| a \sin(n\omega + \Omega) \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot (2.4.11)$$

ただし、 $\omega$  は角周波数であり、簡単のためサンプル時間は 1 s とした。

また、 $\Omega$  は  $L_N(e^{j\omega})$  の位相である。ここで  $y_{n-1}p_{n-1}$  を、 $N$  時点に対応するあるサンプル時間  $n_0$  から時間平均すると、

$$E_N \equiv \frac{1}{M} \sum_{n=n_0}^{n_0+M-1} y_{n-1}p_{n-1} \approx (\cos \omega - k(N)) \left| L_N(e^{j\omega}) \right|^2 a^2 \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot (2.4.12)$$

となる。この式から、共振周波数  $\omega$  と推定値  $k(N)$  の大小関係から  $E(N)$  の符号が決まることがわかる。更に、式(2.4.5c) の収束条件は、

$$\left| \frac{L_{N+1}}{L_N} \right| = \left| 1 - 2\lambda E_N L_N z \right| < \frac{1}{1 - 2\lambda |E_N L_N|} \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot (2.4.13)$$

となり、結果的に十分小さな  $\lambda$  を選べば、適応アルゴリズムは安定に動作することが確認できる。

## 2.4.2 シミュレーション結果

本項でもピークフィルタのときと同様に、目標値を考慮した位置決め制御とともに共振特性の振動に対する効果を検証する。全体のブロック図を図 2.4.2 に示す。

コントローラは PID (制御帯域：50[rad/sec])、目標値は 0.05[mm] のステップ入力、制御対象は 2.1節で使った共振特性を持つ伝達関数とする。共振周波数は 100[Hz] である。なお追従アルゴリズム用のパラメータは以下のように定めた。

$$l = 0.002, r = 0.2, \lambda = 0.0002$$

また、図2.4.3 は追従アルゴリズムによる推定周波数の計算結果し、図2.4.4 はその計算結果による推定を行ったステップ応答と PID のみの応答との比較である。誤差を持つ初期中心周波数120Hzから真値の100Hzへと向かっている様子が確認できる。PID のみの応答では発散してしまうが、追従ノッチを通したほうは周波数が 100Hz に収束するにしたがって振動が次第に減衰していく。これにより目標値を考慮した位置制御系に追従ノッチフィルタを導入しても振動抑制を行い、系を安定可できることが確認できた。

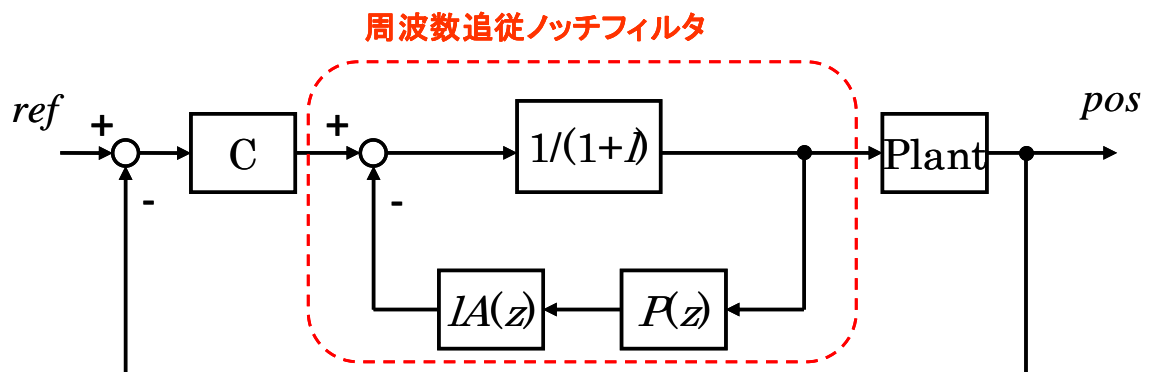


図2.4.2 周波数追従ノッチフィルタを含む制御系

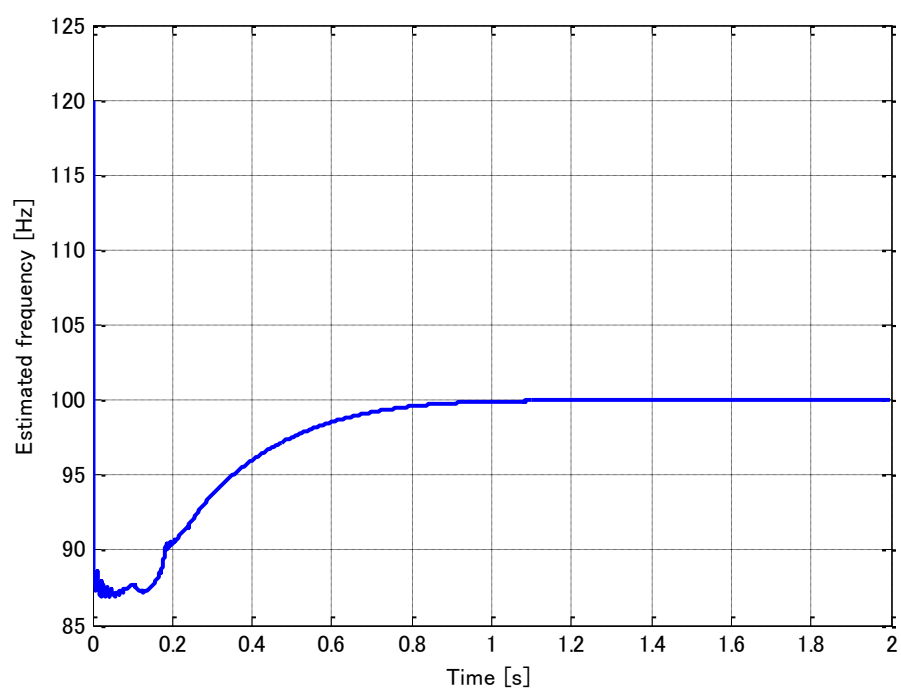


図2.4.3 推定周波数

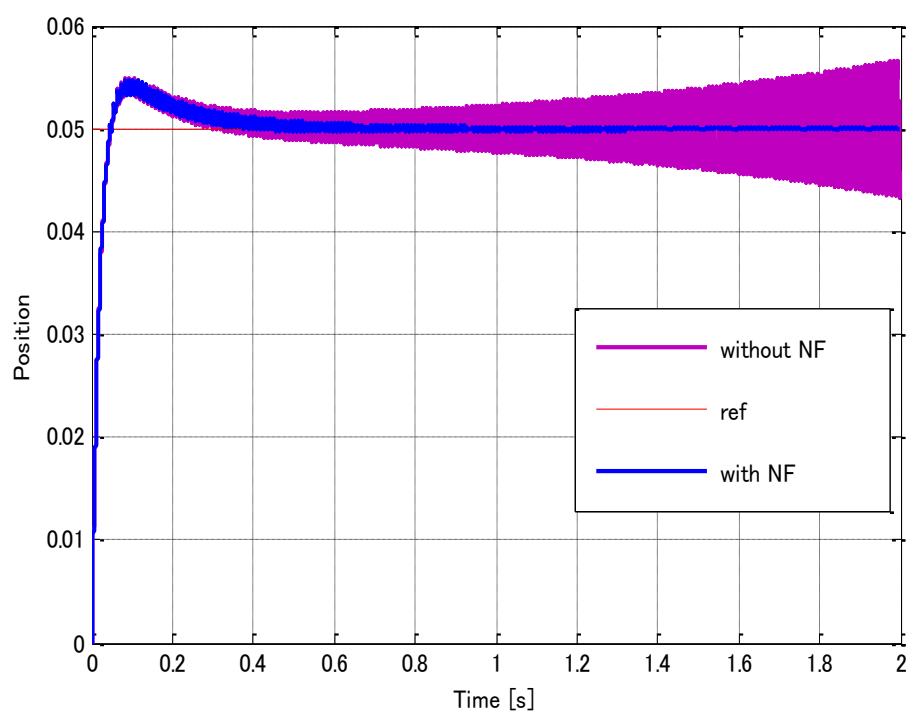


図2.4.4 追従ノッチフィルタ有り無しでのステップ応答

次に極 1366.1 を $\pm 40\%$  変化させたときの周波数追従性と目標値応答性を図 2.4.5 に示す。極が $\pm 40\%$  変化しても問題なく周波数追従できていることがわかる。こちらも、極の変化によって系の周波数特性は変化してしまう。しかし、ここで行った変動に対しては安定性を保っているだけでなく、振動抑制もされていることが確認できた。

定量的に表した表を表 2.4.1、2.4.2 に示す。ただし、ここでは過渡特性はそれぞれ変わってくるので、定常振動に対し評価を行った。すなわち、収束時間を目標値の $\pm 0.5\%$  以内に収束した時間と定義した。表 2.4.1 より、ゲインが $\pm 40\%$ 変化した程度ではほぼ影響がないことが確認できる。また表 2.4.2 より、極変化に対して、 $-40\%$  のときは  $0\%$  と比べ、 $0.3s$  収束が遅くなっている。また  $0\%$  時よりも $+40\%$  の方が  $0.02s$  早く収束するが、これらは上述したような制御帯域の変化によるものと考えられる。

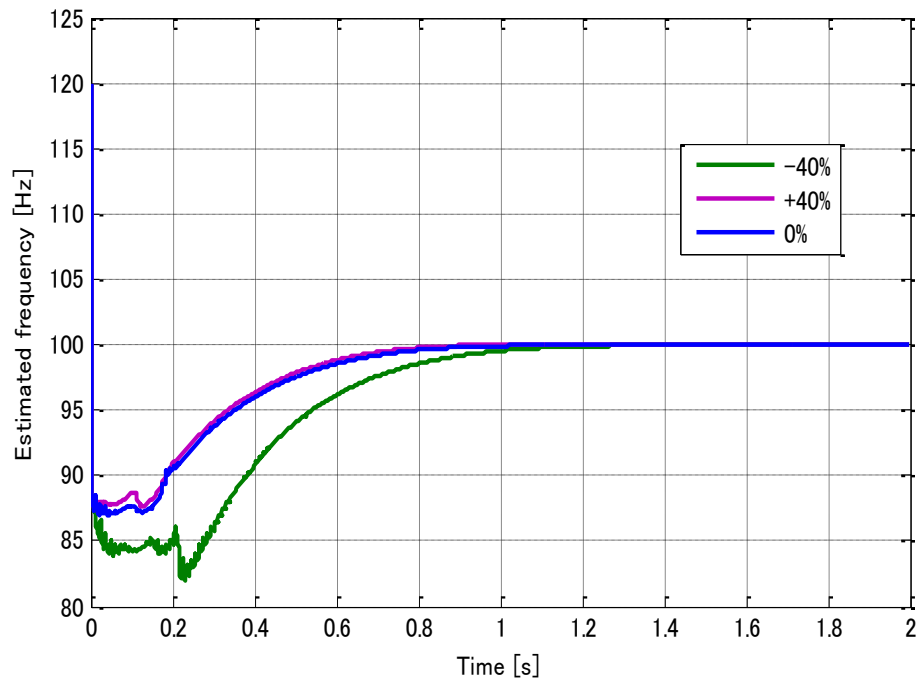
これらの結果を踏まえて、上述したようなコントローラ的设计誤差、パラメータ変動（モデル化誤差）に対し、ロバスト性を有しているといえる。

表 2.4.1 ゲイン変化時のステップ応答評価

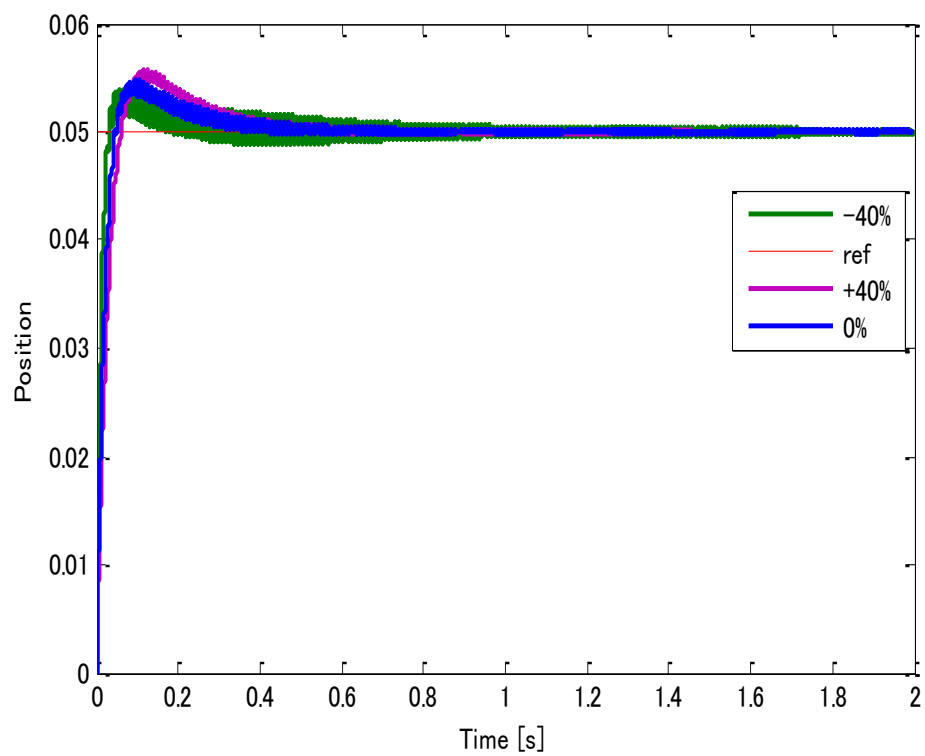
収束時間(ゲイン変化)	
0%	0.61
-40%	0.65
+40%	0.65

表 2.4.2 極変化時のステップ応答評価

収束時間(極変化)	
0%	0.61
-40%	0.57
+40%	0.88



(a) 推定周波数



(b) ステップ応答波形

図 2.4.5 極変化時の周波数追従性とステップ応答波形



# 第 3 章 共振負荷の周波数変動に対する適応 制御法

## 3.1 外乱オブザーバに基づく内部モデル制御系 (DIMC) の 概要

### 3.1.1 内部モデル制御系 (IMC)

内部モデル制御 (IMC) は、M.Morari によって提唱されたプロセス制御系に対する制御法である。これは  $H_2$  制御やスミス予測制御に関連しており、Youla のパラメトリゼーションを基本とした具体的なプロセス制御系の設計法としてまとめられている。この内部モデル制御系のブロック図を図 3.1.1 に示す。ここで、 $P(s)$ 、 $P_n(s)$  は制御対象とそのノミナルモデルを表す。そして、 $s$  はラプラス演算子を表す。 $F(s)$  は定常ゲインが 1 のローパスフィルタであり、IMC コントローラ  $F(s) \times P_n^{-1}(s)$  を物理的に実現させるため、この伝達関数がバイプロパーとなるように選択する。例えば、 $P_n(s)$  の相対次数を  $n$  とすると、

$$F(s) = \frac{1}{(\tau_i s + 1)^n} \dots \dots \dots (3.1.1)$$

となる。この場合、制御対象が既知とすると、IMC の設計パラメータはフィルタの帯域幅  $1/\tau_i [\text{rad/s}]$  のみであり、設計および調整が容易な点が利点である。また、この制御構成からわかるように、IMC ではモデル化誤差がなく、かつ外乱が存在しなければ、目標値  $r$  から出力  $y$  までの伝達特性は  $F(s)$  となる。すなわち、フィードバックループが無く直列補償器によるオープンループ駆動である。これに対して、モデル化誤差や外乱  $d$  が存在する場合にのみ、 $P$  と  $P_n$  の出力の差分を利用し、フィードバックにより誤差補償が行われる。

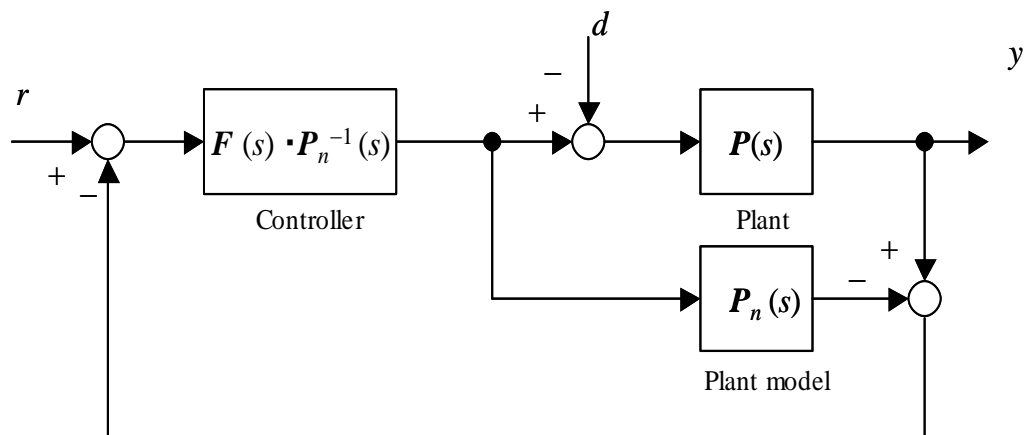


図 3.1.1 内部モデル制御系のブロック図

### 3.1.2 内部モデル制御法の位置制御系への応用とその問題点

IMC を一般的なアクチュエータを動力源として用いた位置制御系に応用する。制御対象のモデル  $P_n$  が式 (3.1.2) で与えられるとする。入力力は力(又はトルク)であり、出力は位置(また角度)とする。速度から位置への伝達特性である積分特性と粘性特性が考慮されていることに注意する。一般的に位置制御系の制御対象の伝達関数は 2 次系まで低次元化できるので、

$$P_n(s) = \frac{k_1}{s(s + p_1)} \dots\dots\dots (3.1.2)$$

とすると、

$$F = \frac{1}{(\tau_i s + 1)^2} \dots\dots\dots (3.1.3)$$

となる。例えば  $k_f=1365$ 、 $p_f=215$ 、 $P=P_n$  としてステップ位置指令に対するシミュレーションを行った結果を図 3.1.2 に示す。ここで、 $\tau_i=1/(2\pi \times 80)$  とした。0 s で 0.05 mm のステップ位置指令を印加し、0.1 s でステップ外乱(制御入力の最大値の 20% 相当)を印加している。以下、目標値と外乱はステップ状と仮定する。また、比較のために同程度の帯域幅を持つ PID 制御系の応答波形を重ねて示す。用いた PID 制御器は

$$C_{PID}(s) = \frac{(1+0.0159)}{5.62 \times 10^{-4} s} \cdot \frac{(1+0.00465s)}{(1+5.31 \times 10^{-4} s)} \dots\dots\dots (3.1.4)$$

である。IMC 制御系では、目標値特性においてはオーバーシュートもなく良好な制御特性が得られているが、外乱応答においては定常偏差が残っている。これに対し、PID 制御系では、目標値応答においては 10% 程度オーバーシュートが見られるものの、外乱に対してはドロップ量も小さく、定常偏差補償が達成できている。参考に設計した PID 制御器ならびに IMC 制御器の周波数特性を図 3.1.3 に示す。IMC 制御器では、PID 制御器が有する一形の積分特性が得られていないことが分かる。位置制御系においては、少なくとも一形の世紀分特性が必要不可欠である。この IMC の外乱特性について考察する。IMC 制御器は、制御対象が積分特性を有する場合、低域で制御ゲインが無限大という一形の特性を持たない。すなわち、モデル化誤差および外乱のないシステムは存在しないということに鑑み、位置制御系に IMC を適用した場合、目標値指令に対しても必ず定常偏差が生じることとなる。以下、簡単な準備の下、例によりその理由を示す。図 3.1.1 のブロック図を等価変換すると図 3.1.4 となる。等価変換したブロック図より、 $z=F(s)(e+z)$  であり、

$$z = \frac{F(s)}{1-F(s)} e \dots\dots\dots (3.1.5)$$

となる。IMC フィルタ  $F$  の定常ゲインは常に 1 となるため、 $e$  から  $z$  への定常ゲインは無限大である。すなわち、一形(積分特性)である。しかしながら、 $P(s)$  が積分特性を有すると

$P_n^{-1}(s)$  は微分特性を持つので、 $F(s)/\{1-F(s)\}$ の積分特性を打ち消してしまう。その結果、目標値  $r$  に対しては定常誤差が生じてしまう。

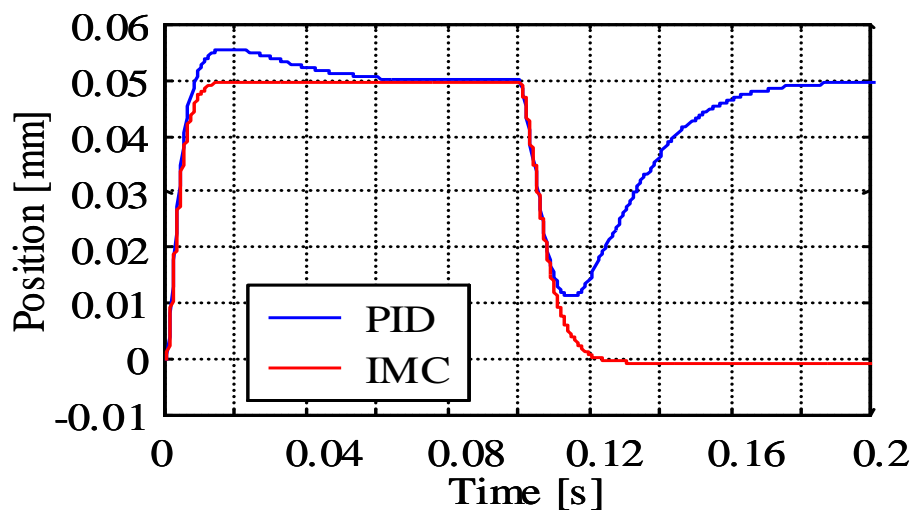


図 3.1.2 ステップ応答波形

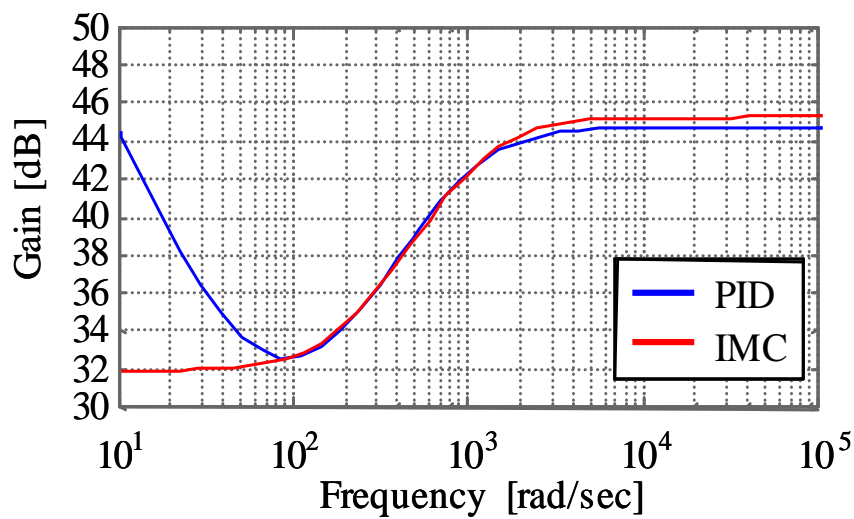


図 3.1.3 制御器の周波数応答波形

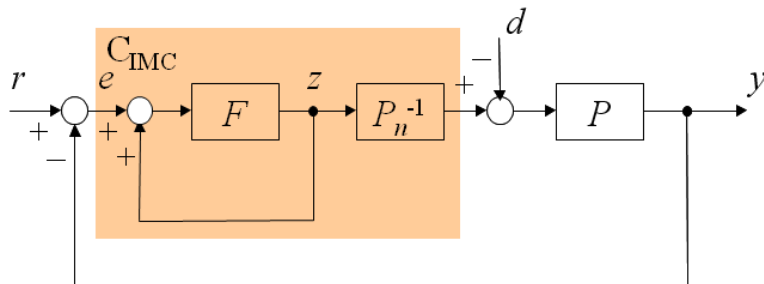


図 3.1.4 IMC ブロック図の等価変換

以下では制御対象に積分特性を含む場合と含まない場合の IMC 制御系について考察する。

#### (1) 制御対象に積分特性が含まれない場合

例えば、簡単なモデルとして制御対象のモデルが

$$P_n = \frac{1}{s+1} \quad \dots \dots \dots (3.1.6)$$

で与えられた場合、IMC 制御器  $C_{IMC}$  は

$$C_{IMC} = \frac{F}{(1-F)} P_n^{-1} = \frac{1}{\tau_i s} \cdot (s+1) = \frac{s+1}{\tau_i s} \quad \dots \dots \dots (3.1.7)$$

となり、制御器には積分器が残る。また、目標値応答および外乱応答は

$$y = \frac{1}{s+1} \left\{ d + \frac{s+1}{\tau_i s} (r-y) \right\} = \frac{1}{(\tau_i s+1)} u + \frac{\tau_i s}{(\tau_i s+1)(s+1)} d \quad \dots \dots \dots (3.1.8)$$

となり、目標値応答はフィルタの応答となり、外乱応答は微分特性により定常偏差は残らない。

#### (2) 制御対象に積分特性が含まれる場合

制御対象に積分特性が含まれ、モデルが次式で与えられたとする。

$$P_n = \frac{1}{s} \quad \dots \dots \dots (3.1.9)$$

このとき IMC 制御器  $C_{IMC}$  は

$$C_{IMC} = \frac{F}{(1+F)} P_n^{-1} = \frac{1}{\tau_i s} \cdot s = \frac{1}{\tau_i} \quad \dots \dots \dots (3.1.10)$$

となり、制御器の積分器が消滅する。目標値応答および外乱応答特性は

$$y = \frac{1}{s} \left\{ d + \frac{1}{\tau_i} (r-y) \right\} = \frac{1}{\tau_i s+1} r + \frac{\tau_i}{(\tau_i s+1)^2} d \quad \dots \dots \dots (3.1.11)$$

となり、目標値に対しては定常偏差が残らないが、外乱応答には定常偏差が残る。

### 3.1.3 外乱オブザーバ

実システムにおける制御対象は少なからず非線形性や時変性を有しており、また、外乱も存在するため数学モデルによる完全なモデル化は不可能である。モータ制御を例とした場合には、流せる電流の制限からくる操作量の飽和や、モータ駆動時のクーロン摩擦などは非線形性である。そして、モータの電気抵抗とインダクタンスから決まる時定数の変化や駆動対象の質量変化に起因した慣性モーメントの変動などは時変性である。

そこで、制御系設計においては、ある動作点範囲に対して制御器を設計したり考えられる変動や外乱に対して制御性能を保持できる頑健な（これをロバスト(robust)という）制御器を設計する必要がある。しかしながら、制御対象の変動や外乱の大きさによっては制御仕様を達成できない場合もある。このような場合に有効な制御に、外乱オブザーバ(disturbance observer)を用いた補償法がある。簡単に外乱オブザーバは制御入力と出力情報を用いて制御対象にかかる外力を推定し、それをフィードバックすることで外乱補償を行うものである。

外乱オブザーバを用いた制御系を図 3.1.5 に示す。図 3.1.5(a)、(b) はともに等価なブロック線図であり、どちらの構造で実現してもよい。ここで、 $P(s)$  は実際の制御対象であり、 $P_n(s)$  はそのノミナルモデルである。実システムにおいては  $P_n(s)$  は厳密にプロパーな伝達関数となるため、 $F(s)$  は  $F(s) \times P_n^{-1}(s)$  をプロパーな伝達関数とする低域通過フィルタである。分母の最高次数から分子の最高次数を引いた値を相対次数(relative degree)を呼び、 $P_n(s)$  の相対次数が  $n$  のときには最も簡単な  $F(s)$  は帯域  $\omega_d$  の  $n$  次遅れとして次式のように与えられる。以下、伝達関数は  $s$  の関数であることが自明なため、 $(s)$  の記述は省略する。

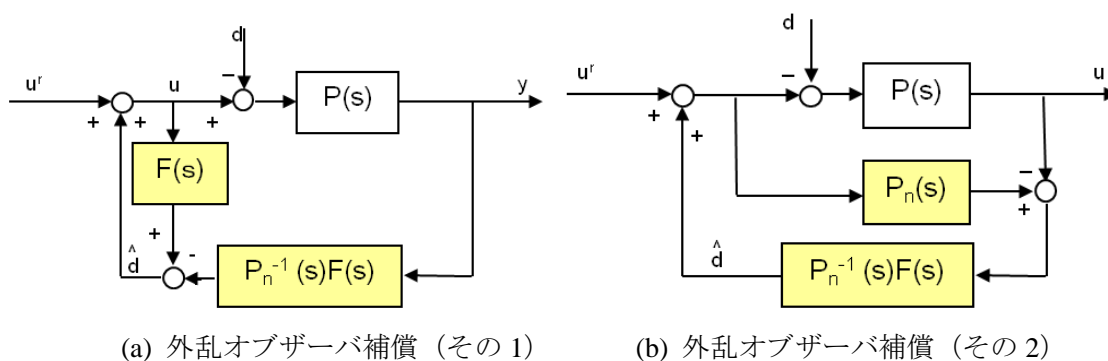


図 3.1.5 外乱オブザーバによる外乱補償の施された制御系

[illegible][illegible]

$$u = \frac{1}{1-F}(u^r - P_n^1 Fy) \quad . . . . . (3.1.15)$$

[illegible][illegible]
$$y = \frac{P}{1 - F + PP_n^{-1}F} u^T \quad . . . . . (3.1.18)$$

29

ここで、 $F=1$  とできれば

$$y = P_n u^r \quad \dots \dots \dots (3.1.19)$$

となり、入力信号  $u^r$  に対する制御対象は見掛け上、ノミナルモデル  $P_n$  の特性となる。したがって、 $F=1$  となる周波数帯域に限り制御対象の特性をノミナルモデル化することが可能である。

以上のように、制御対象のノミナルモデルとフィルタによる外乱オブザーバを実装することにより、 $F \approx 1$  となるフィルタ帯域内で制御対象に加える外乱を抑圧し、見掛け上の制御対象をノミナルモデルとみなすことができる。この二つの点が外乱オブザーバ補償の利点である。

### 3.1.4 ザーバに基づく内部モデル制御系 (DIMC)

DIMC の基本的なブロック図を図 3.1.6 に示す。同図からもわかるように、外乱オブザーバの制御構成は、IMC に極めて類似しており、モデル化誤差および外乱が存在しない場合にはフィードバック補償が働かない。従って外乱オブザーバを有する内部モデルはオープン駆動型という特長を最大限発揮可能である。ここで、 $F_d(s)$  は外乱オブザーバ用フィルタであり、IMC フィルタと同一 ( $F(s)=F_d(s)$ ) とする。すなわち、IMC に外乱オブザーバを導入しても、 $F(s)=F_d(s)$  という条件下では設計パラメータは増加せず、制御帯域幅を指定するだけでよい。制御器の離散化においても、IMC および外乱オブザーバで同一のもの ( $(s)F \times P_n^{-1}(s)$  と  $P_n(s)$ ) を用いればよく、コンピュータでの実現が容易である。図 3.1.6 より、このシステムの入出力関係は次式となる。

$$y = \frac{F P P_n^{-1}}{(1-F)^2 + (2-F) F P P_n^{-1}} r - \frac{(1-F)^2 P}{(1-F)^2 + (2-F) F P P_n^{-1}} d \quad \dots \quad (3.1.20)$$

ここで  $P(s)=P_n(s)$  のとき

$$y = F(s) \cdot r - (1-F(s))^2 P(s) \cdot d \quad \dots \quad (3.1.21)$$

となり、目標値  $r$  から出力  $y$  への伝達特性はフィルタ  $F(s)$  で表され、ステップ状の目標値に対する定常偏差は零になる。また、外乱  $d$  から出力  $y$  への伝達特性では、フィルタ  $F(s)$  の定常ゲインであり、 $(1-F(s))^2$  は 2 つの微分特性を持つので、制御対象に積分特性が含まれていても外乱  $d$  から出力  $y$  への伝達特性は一つの微分特性が残る。したがって、ステップ外乱に対して定常偏差は補償される。

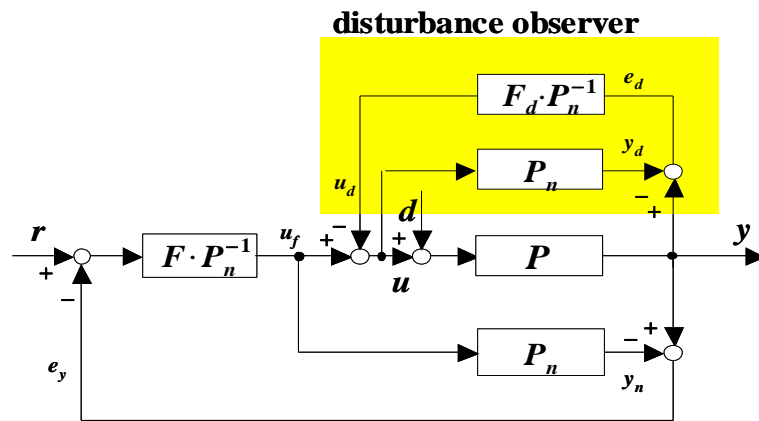


図 3.1.6 外乱オブザーバ付き内部モデル制御系

ここで  $u_f$  : 直列補償器出力 ( $F \cdot P_n^{-1}$ )  $u_d$  : 推定外乱  
 $u$  : 制御入力  $y_d$  : モデル出力 (入力:  $u$ )  
 $y_n$  : モデル出力 (入力:  $u_p$ )  $e_d$  : 偏差:  $y_d - y$   
 $e_y$  : 偏差:  $y - P_n y_n$





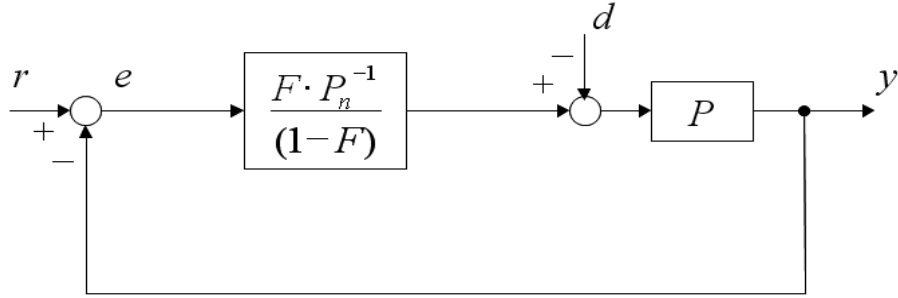


図 3.1.8 IMC の等価ブロック図

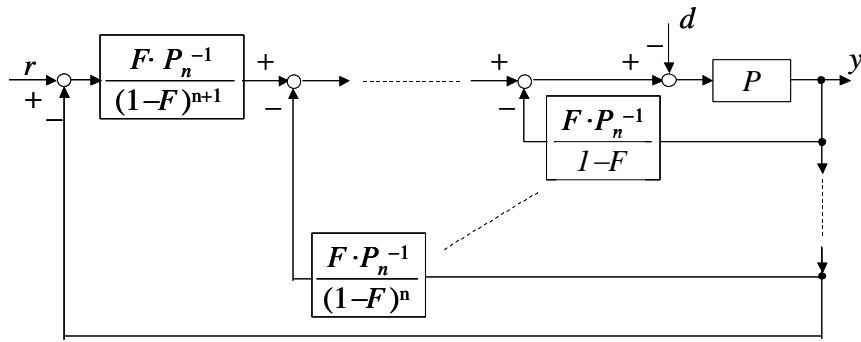


図 3.1.9 DIMC の  $n$  次の外乱に対する補償法

## (2) 外乱オブザーバのフィルタを調整する方法

外乱オブザーバのフィルタを調整することで外乱補償を行う方法について述べる。 $F \neq F_d$  のときの入出力関係は

$$y = \frac{FPP_n^{-1}}{(1-F)(1-F_d) + FPP_n^{-1} + (1-F)F_dPP_n^{-1}} r - \frac{(1-F)(1-F_d)P}{(1-F)(1-F_d) + FPP_n^{-1} + (1-F)F_dPP_n^{-1}} d \quad \dots \quad (3.1.25)$$

$P=P_n$  のとき

$$y = Fr - (1-F)(1-F_d)Pd \quad \dots \quad (3.1.26)$$

となる。つまり直列補償器に含まれるフィルタ  $F$  は変更せず、外乱オブザーバのフィルタ  $F_d$  を変更することで、目標値応答および外乱応答に対して定常偏差なく追従し、オーバーシュートも発生しない。

例えば、外乱の伝達関数が  $1/s^n$  であれば、フィルタ  $F_d$  は次のように調整することで定常偏差なく目標値に追従することができる。

$$F_d = \frac{(n+1)\tau_{do}s + 1}{(\tau_{do}s + 1)^{n+1}} \quad \dots \quad (3.1.27)$$

(3) 上記の(1)と(2)の結合による方法(DIMC type2 型)

上記の (1) と (2) の方法を組み合わせることで制御系の最適化を行うことができる。まず、図 3.1.8 のブロック図を図 3.1.10 に等価変換させ、フィードバック部分をさらに変形させることで図 3.1.11 を得る。ここで、フィードバック部分を外乱オブザーバとみなすことができ、DIMC と同様の制御性能をもつ制御系が得られる。さらに、オブザーバのフィルタを  $F_d$  としたときの入出力関係は

$$y = \frac{FPP_n^{-1}}{1 - F_d + F_d PP_n^{-1}} r + \frac{(1 - F_d)P}{1 - F_d + F_d PP_n^{-1}} d \quad \dots \dots \dots (3.1.28)$$

$P=P_n$  のとき

$$y = F \cdot r + (1 - F_d)P \cdot d \quad \dots \dots \dots (3.1.29)$$

さらにフィルタを

$$F_d = \frac{(n+1)\tau_{do}s + 1}{(\tau_{do}s + 1)^{n+1}} \quad \dots \dots \dots (3.1.30)$$

とおくことで伝達関数が  $1/s^n$  の外乱にも対応することができる。

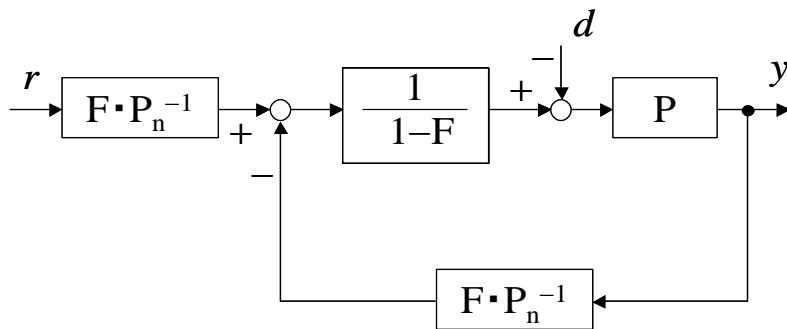


図 3.1.10 IMC の等価ブロック図

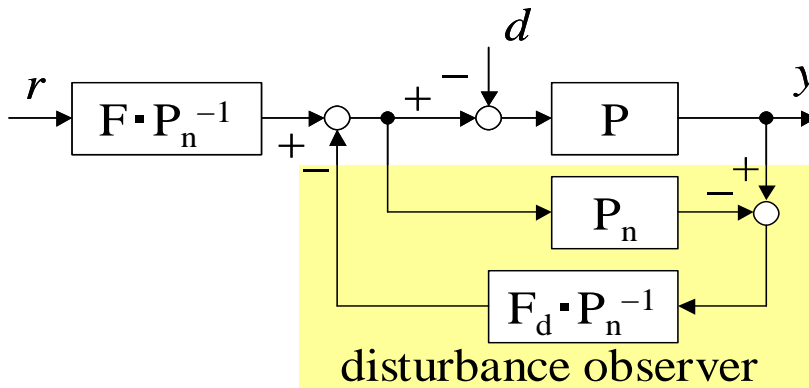


図 3.1.11 DIMC type2 のブロック図

図 3.1.11 のブロック図で示した DIMC type2 の離散系のシミュレーション結果を図 3.1.12 に示す。シミュレーション条件は前節と同様である。ここで、外乱に対して定常偏差が現れた。これは外乱オブザーバ出力部の代数ループを解消するためにユニットディレイを挿入したために起こった。この代数ループの問題を解決するためにブロック図を等価変換し、図 3.1.13 のように変更する。そのときのステップ応答波形を図 3.1.14 に示す。これにより、代数ループは打ち消され、外乱に対して定常偏差なく追従できたことが確認できた。同時に DIMC type1 との性能比較のため、応答波形を重ねて示す。シミュレーション条件は前節と同様とし、制御帯域を  $2\pi \times 80$  rad/s とする。DIMC type1 のブロック図は図 3.1.6、 DIMC type2 のブロック図には図 3.1.13 を用いた。type1 と比較して type2 のほうが外乱に対してドロップ量が小さく、外乱からの復帰も早いことが分かる。これは式(3.1.21) と式(3.1.29) の外乱応答の零点を比較したとき、DIMC type2 のほうが DIMC type1 よりも高帯域側に存在し、位相を進めるからである。

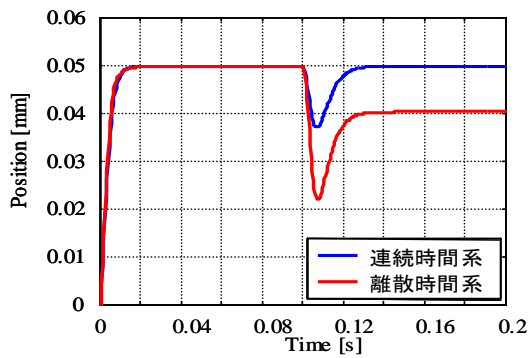


図 3.1.12 離散系シミュレーション結果  
(DIMC type2)

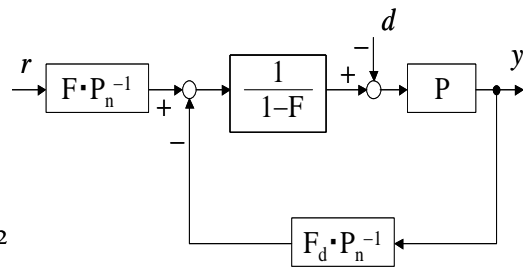
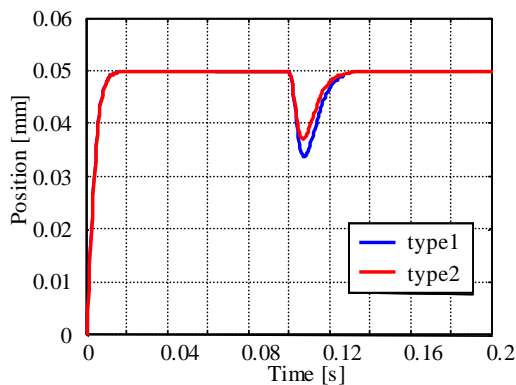
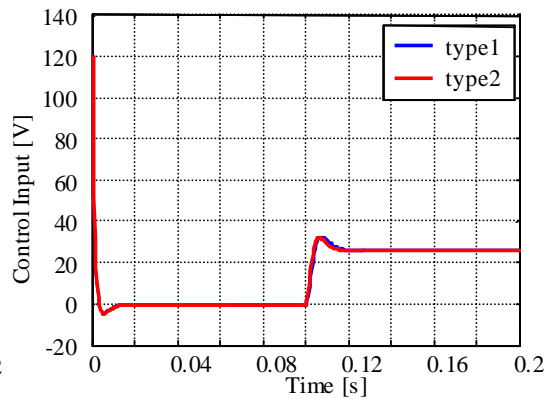


図 3.1.13 DIMC type2 等価変換ブロック図



(a) ステップ応答波形



(b) 制御入力

図 3.1.14 シミュレーション結果(DIMC type1 と type2 の比較)

## 3.2 周波数追従機構を有する外乱オブザーバに基づく内部モデル制御系

### 3.2.1 周波数追従機構の適応とシステム構成

外乱オブザーバに基づく内部モデル制御系 (DIMC) は前節で述べた通り、モデル化誤差が無ければオープンループ駆動となるが、現実的には不可能である。ここでは制御対象が共振特性を有していると仮定し、その共振特性を逐次的に推定することにより応答の改善を目指す。すなわち、3章で用いた周波数追従機構を用いて外乱オブザーバに基づく内部モデル制御系を構成する。

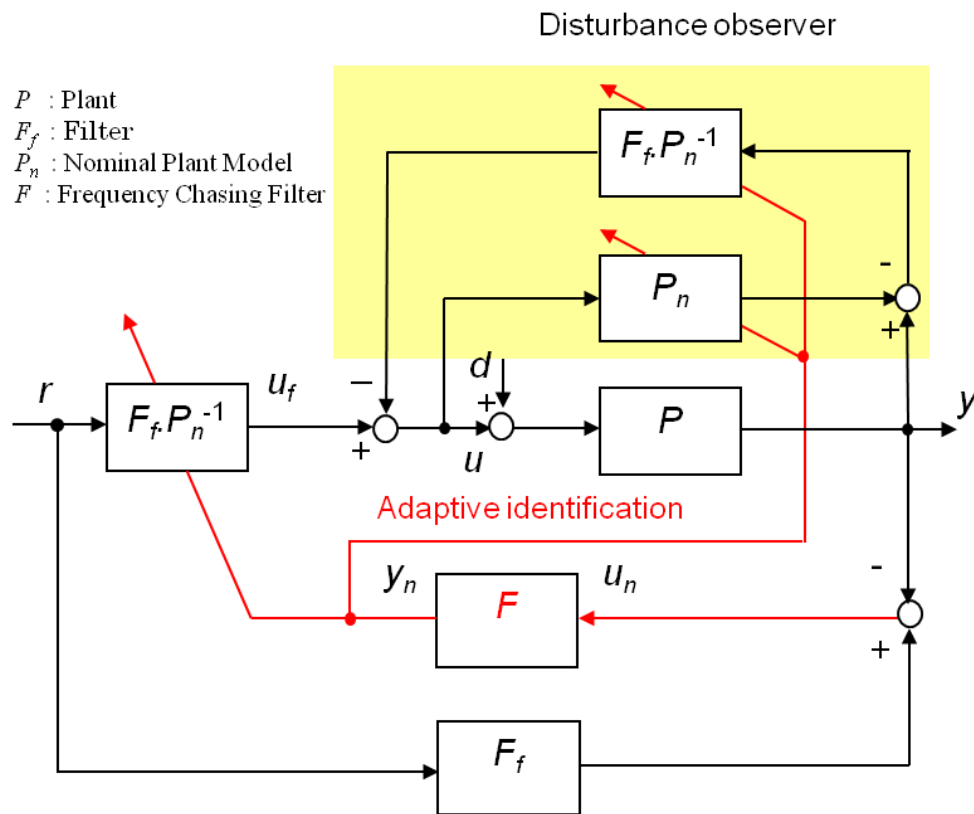


図 3.2.1 周波数追従機構を有した外乱オブザーバに基づく内部モデル制御系

周波数追従機構の理論において、推定するためのフィルタへの入力には正弦波と仮定している。入力の振幅によっては推定が収束しない可能性があるため、それを考慮しアルゴリズム (2.2.21) と (2.2.22) が用意されている。しかしながら、さらにオフセットが加わったときに対しては考慮されていない。したがって、オフセットの大きさによっては周波数推定が達成されないと考えられる。すなわち、周波数推定機構への入力には、オフセットを抜いた振動成分が必要である。また、著者らはモデルベースド制御にフィードフォワード制御を応用した制御法として、外乱オブザーバに基づく内部モデル制御 (DIMC) を提案している。外乱オブザーバの制御構成は、内部モデル制御系に極めて類似しており、モデル化誤差および外乱が存在しない場合にはフィードバック補償が働かない。従って、外乱オブザーバを有する内部モデル制御法はオープンループ駆動型という特長を最大限利用可能である。しかしながら、モデル化誤差の無い状態を完全に実現することは不可能である。ここでは、モデルの共振周波数が実際と異なる場合に着目し、周波数追従フィルタを DIMC に応用する。そして、制御対象の共振周波数のオンライン推定を行い、同時に、その値をモデルの共振周波数として適応的に利用することでモデル化誤差を最小化する。提案する制御系のブロック図を図 3.2.1 に示す。

図 3.2.1 の構成では、DIMC フィルタと同じフィルタをフィードフォワードループに用い、系の出力と理想の応答との差分を取り、共振特性を有する振動成分のみを追従フィルタに入力させる構成となっている。推定された周波数は、オンライン的にモデルへと利用する。周波数追従が達成されれば、通常の DIMC と同様フィードバックループなしのフィードフォワード制御となり、応答の改善が期待できる。また、上述したようにアルゴリズムはそのまま応用可能である。

### 3.2.2 シミュレーション結果

図 3.2.1 の構成にてシミュレーションを行う。ここではステップ指令、矩形波指令の各種入力に対する周波数追従性と目標値応答の変化をみる。また、共振周波数なしというのを与えたモデルに対する応答も同時に表示し、有効性の検証を行う。制御対象の伝達関数は以下の 2 次遅れ系と仮定した。

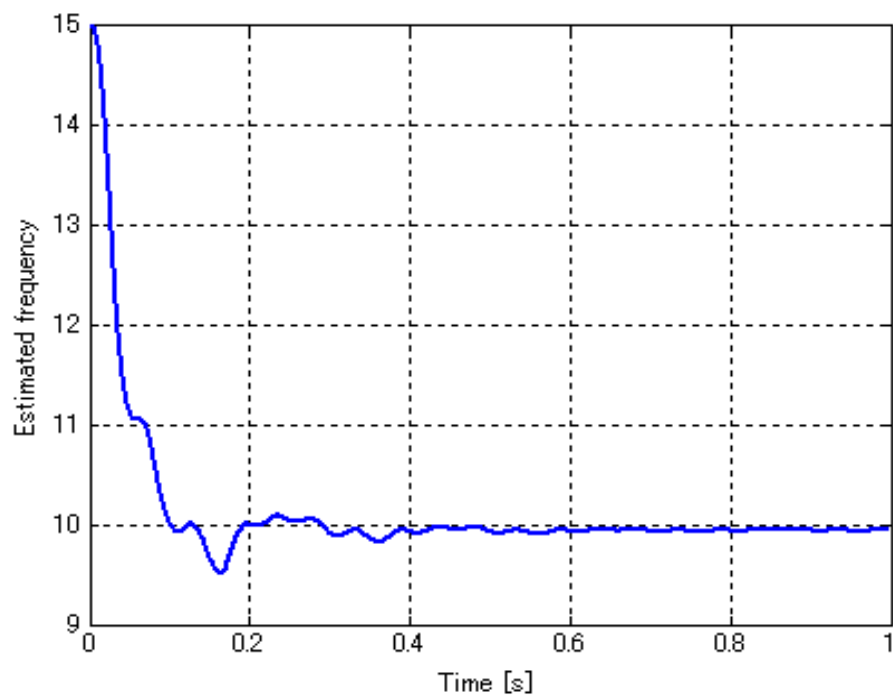
$$P(s) = \frac{\omega^2}{s^2 + 2\zeta\omega s + \omega^2}$$

ここで  $\zeta = 0.07$ ,  $\omega = 2\pi \cdot 10$  とし、サンプリング時間  $0.1\text{ms}$  で離散化した。 $F_f(z)$  の制御帯域は  $20\text{rad/s}$  とし、 $F(z)$  の推定初期周波数は  $15\text{Hz}$  とした。この離散化には双一次変換法を用いた。モデル化誤差として共振周波数に  $+50\%$  の変化を与え、共振周波数に追従できているか検証した。

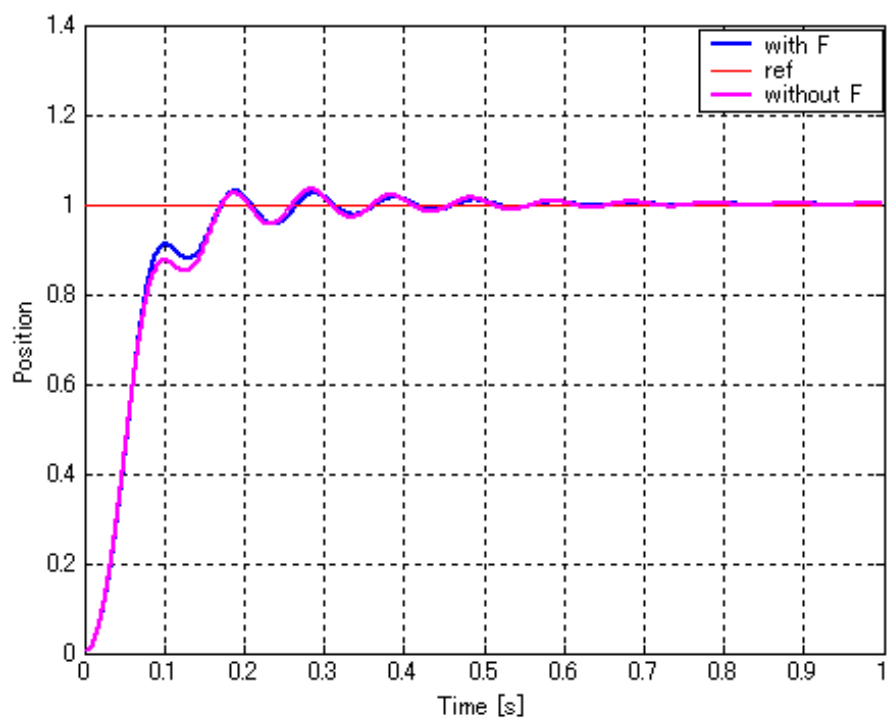
なお、追従アルゴリズムのパラメータは、入力に対し以下のように定めた。

$$r = 0.0005, \lambda = 0.003$$

まず、図 3.2.2 にステップ指令に対する周波数追従性と目標値応答波形を示す。その中に、図 3.2.2(a) に推定周波数、図 3.2.2(b) に時間応答波形を示す。ステップ指令入力に対し、適切なパラメータを設定することで、図 3.2.2(a) から、 $0.18\text{s}$  後には共振周波数である  $10\text{Hz}$  へと推定周波数が追従していることがわかる。また、図 3.2.2(b) より、周波数追従なしの場合には振動が残るが、周波数追従ありでは、追従後は指令変化に対して、フィルタ応答そのものの所望の特性が得られていることが確認できる。これにより、ステップ応答に関し、共振周波数は推定可能であるということがわかる。



(a) 推定周波数



(b) ステップ応答波形

図 3.2.2 ステップ指令に対する周波数追従性と目標値応答性

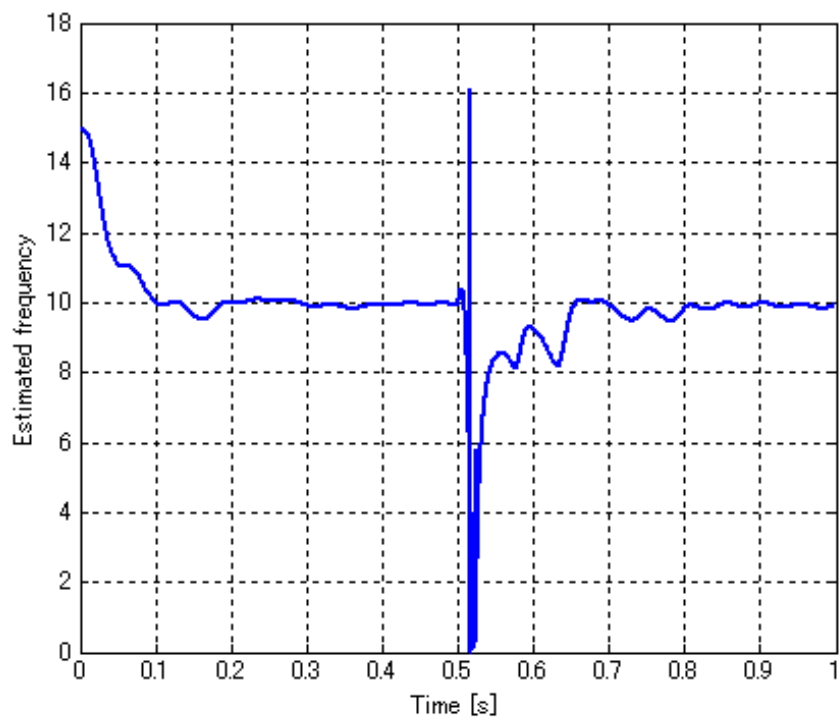


次に、ステップ指令を印加した 0.5s 後に、ステップ外乱を印加し、そのときの周波数追従性と外乱応答性の確認を行った。図 3.2.3 に外乱に対する周波数追従性と外乱応答波形を示す。外乱印加時だが、外乱が入ると周波数追従機構に入力される信号の位相が変化する。その結果、急激に大きな振幅となるが、振動抑制するにつれ、振幅が小さくなり、完全に 10Hz に到達させる。ステップ応答に関しては、定常偏差的に残ってしまっている。しかしながら制御という観点では、最終的に目標位置に到達し、有効であるといえる。すなわち、ステップ外乱が印加されると、推定周波数が一時的に変化するが、時間経過とともに真値に収束していく。時間応答でも、周波数が追従するにつれ、振動が減少していくことが確認できる。

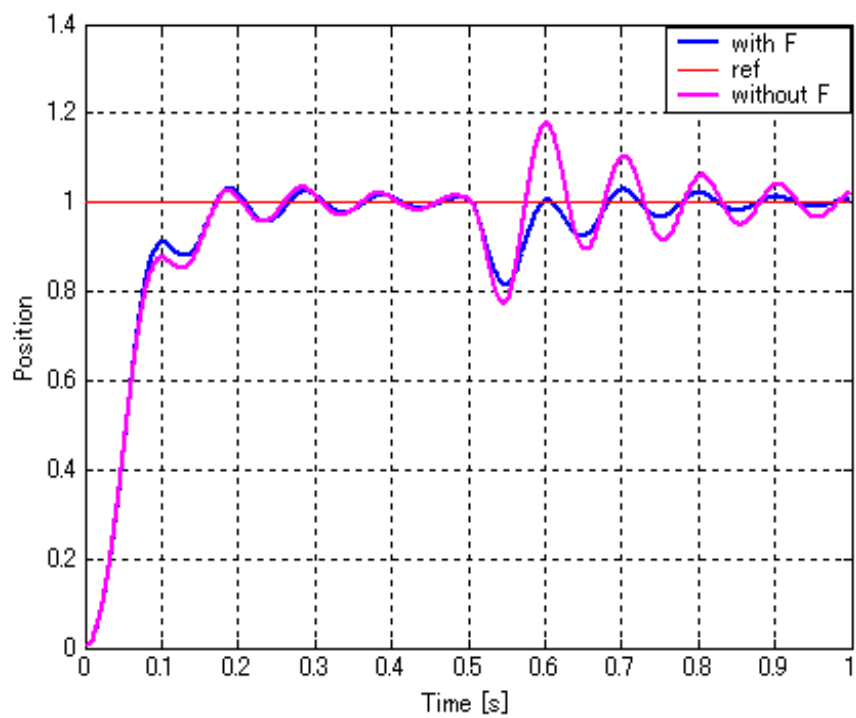
さらに、周波数追従フィルタなし (without F) を比較すると、目標値到達後も振動が残り、整定まで 0.2s を要する。これに対し、提案する系の応答は周波数追従が達成すると同時に振動抑制され、0.3s 後には整定できていることがわかる。また、表 3.2.1 にステップ外乱を印加したときステップ応答に対して、定量評価を示す。

表 3.2.1 ステップ応答の評価

	ドロップ量 [%]	整定時間 [s]
with F	18	0.05
without F	24	0.04



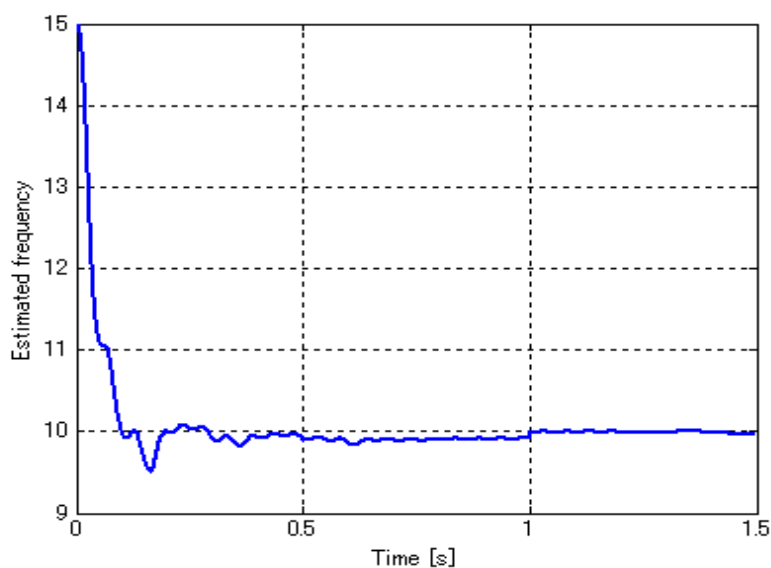
(a) 推定周波数



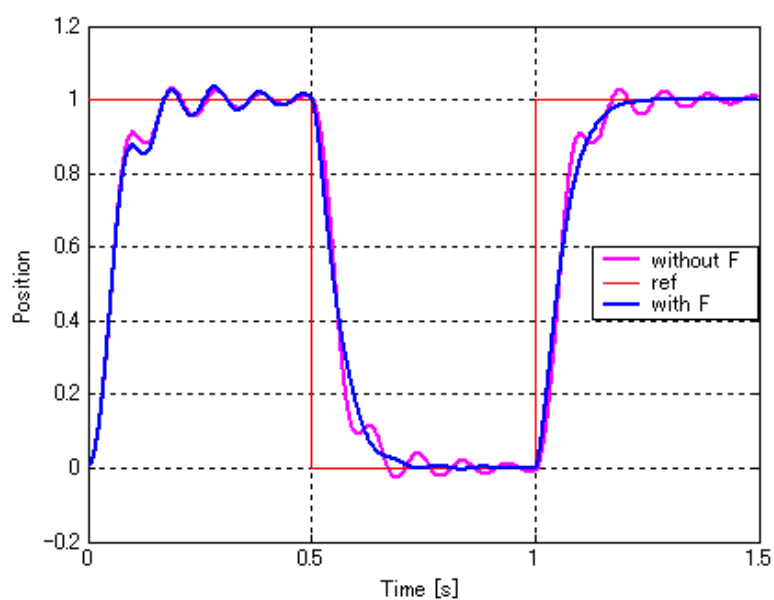
(b) 目標値 + 外乱応答性

図 3.2.3 ステップ指令+外乱に対する周波数追従性と応答性

続いて、目標値を矩形波としたときの周波数追従性と目標値応答性を図 3.2.4 に示す。矩形波指令の信号が切り替わるとき、周波数成分の位相の変化が起こる。その時点で推定値にも変化が起こるが、ここではパラメータ設定によって、ほぼ 10Hz に追従できていることが分かる。また、図 3.2.4 より、周波数追従なしの場合には振動が残るが、周波数追従ありでは、追従後は指令変化に対して、フィルタ応答そのものの所望の特性が得られていることが確認できる。



(a) 推定周波数



(b) 矩形波応答波形

図 3.2.4 矩形波入力に対する周波数追従性と目標値応答性

## 第4章 周波数追従機構を有するモデル

### ベースド2自由度制御系

#### 4.1 2自由度制御系の概要

制御における主な目的の一つは、制御対象の出力  $y$  を目標値信号  $r$  に追従させることにある。この目的のために最もよく用いられる方法は、追従偏差  $r-y$  をフィードバックすることである。このように、偏差の情報だけを用いて制御対象への入力  $u$  を定めるものは、1自由度制御系とよばれている。偏差をフィードバックすること自身は外乱の影響を抑制したり、制御対象の特性変動やモデル化誤差の影響を低減するのに有効なので、非常に実用的な制御手法である。

しかし、目標値に対する応答も外乱に対する応答も共に考慮しなければならないといったような、複数の設計仕様を同時に満たさねばならない場合、1自由度制御では対応することが一般に難しい。また、目標値応答に限っても、過渡特性に満足できない場合が多い。これらは、偏差情報しか利用していないため制御器の設計自由度が足りないことが、根本的な原因となっている。

上記の欠点を克服するものとして、フィードフォワード制御とフィードバック制御を共に含む2自由度制御がある。これは、図4.1.1に示すように、目標値信号  $r$  と出力  $y$  の情報を  $r-y$  のように圧縮せず、両方の情報を独立に利用して制御入力  $u$  を決定しようというものである。直感的にいても、制御入力  $u$  の算出の基礎となる情報は、多い方が有利である。2自由度制御を用いた場合の最も重要な利点は、目標値応答特性とフィードバック特性(外乱抑制やモデル化誤差の影響低減など)の二つが全く独立に設計できることにある。このため、先に述べたような複数の設計仕様を満たすことが容易になる。さらに、目標値応答に関していえば、 $r$  から  $y$  への伝達関数の実現可能なクラスが広がることも知られており、良好な過渡特性を得やすい。

図4.1.1に示す制御対象  $P(s)$  とフィードバック制御器  $C(s)$  からなる制御系では、目標値  $r$  から制御量  $y$  までの目標値応答特性  $G_{yr}(s)$  と外乱  $d$  から  $y$  までの外乱応答特性  $G_{yd}(s)$  は、それぞれ次式の伝達関数で表される。

$$\frac{y(s)}{r(s)} = \frac{C(s)P(s)}{1+C(s)P(s)} \equiv G_{yr}(s) \quad \dots \dots \dots (4.1.1)$$

$$\frac{y(s)}{d(s)} = \frac{P(s)}{1+C(s)P(s)} \equiv G_{yd}(s) \quad \dots \dots \dots (4.1.2)$$

ここで、簡単な計算より

$$G_{yr}(s) + \frac{G_{yd}(s)}{P(s)} = 1 \quad \dots \dots \dots (4.1.3)$$

となることがわかる。すなわち、 $G_{yr}(s)$  の特性を  $C(s)$  により決定した場合、 $G_{yd}(s)$  の特性もこの関係式から一意に決まってしまう。逆もまた同様で、 $G_{yd}(s)$  の特性を  $C(s)$  により決定した場合、 $G_{yr}(s)$  の特性も一意に決まる。したがって、2つの特性に対する要求性能を同一の  $C(s)$  で達成しなくてはならない。具体的には、外乱応答特性を改善するためには制御帯域を広帯域化したいが、そうすると目標値応答特性においてオーバーシュートが増大したり、振動したりする。これは、外部から2つの入力  $r$  と  $d$  があるにも関わらず、 $e(=r - P(s)(d + u))$  という一つの偏差情報のみで  $C(s)$  の制御演算が行われ、制御対象を駆動することに起因する。以上の結果より、最終的な特性の決定には両者のトレードオフが必要となる。このような単一のフィードバック制御器  $C(s)$  による制御系を1自由度制御系(one degree-of-freedom control system)とよぶ。ここで、「自由度」は頭文字をとり DOF と略記されることもある。

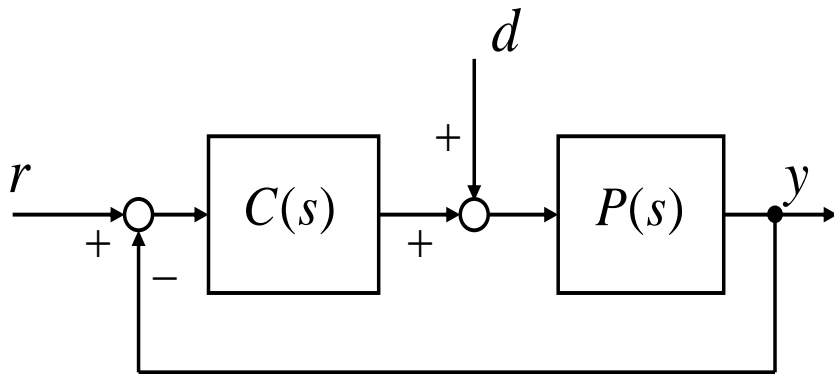


図 4.1.1 フィードバック制御系(1 自由度制御系)

これに対して、図 4.1.2 のように目標値にフィードフォワード制御器  $C_f(s)$  を追加した制御系を2自由度制御系 (two degree-of-freedom control system) と呼ぶ。 $C_f(s)$  の導入により、目標値応答特性と外乱応答特性はそれぞれ次式となる。

$$\frac{y(s)}{r(s)} = \frac{\{C(s) + C_f(s)\}P(s)}{1 + C(s)P(s)} \quad \dots \dots \dots (4.1.4)$$

$$\frac{y(s)}{d(s)} = \frac{P(s)}{1 + C(s)P(s)} \quad \dots \dots \dots (4.1.5)$$

ここで、 $C_f(s) = P^{-1}(s)$  とできれば、式(4.1.4)、(4.1.5) はそれぞれ

$$\frac{y(s)}{r(s)} = 1 \quad \dots \dots \dots (4.1.6)$$

$$\frac{y(s)}{d(s)} = \frac{P(s)}{1 + C(s)P(s)} \quad \dots \dots \dots (4.1.7)$$

となり、出力は目標値に完全追従可能であり、 $C(s)$  は外乱応答特性のみを考慮し設計すればよい。しかしながら通常  $P(s)$  は分母の次数が分子より高く、厳密にプロパーな伝達関数となるため、 $C_f(s) = P^{-1}(s)$  はインプロパーとなり実現できない。そこで、 $P^{-1}(s)F(s)$  がプロパーとなるようなフィルタ  $F(s)$  を用いて図4.1.2を図4.1.3のように修正する。すると、目標値応答特性と外乱応答特性はそれぞれ次式のようになる。

$$\frac{y(s)}{r(s)} = F(s) \quad \dots \dots \dots (4.1.8)$$

$$\frac{y(s)}{d(s)} = \frac{P(s)}{1 + C(s)P(s)} \quad \dots \dots \dots (4.1.9)$$

これより、フィードフォワード制御器  $P^{-1}(s)F(s)$  と  $F(s)$  はともにプロパーとなり、目標値応答特性を伝達関数  $F(s)$  で、また外乱特応答性を  $C(s)$  で独立して設定可能となる。ここで、外乱応答特性は式(4.1.2) で示される1自由度制御系と変わらない。

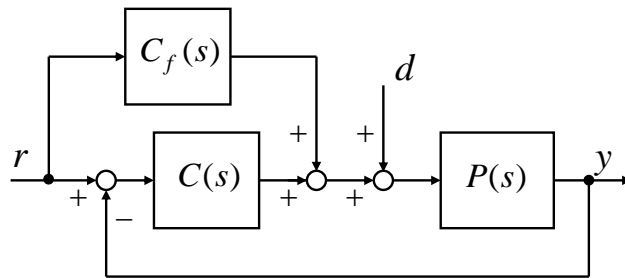


図 4.1.2 2 自由度制御系

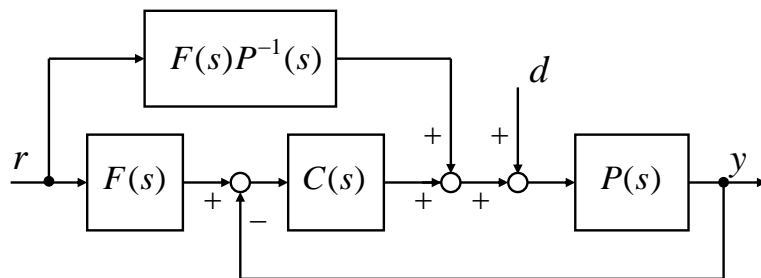


図 4.1.3 プロパーな伝達関数による 2 自由度制御系の実現

## 4.2 周波数追従機構の適用と全体構成

3.2 節では、周波数追従機構を DIMC に適用し、周波数推定ならびにモデルベースド制御を行った。構成においては、周波数推定部への入力としてのオフセットを取り除くために、実際のプラントの出力と理想の応答出力との差分をとり、共振成分を取り出した。ここではそれと全く同じ方法にて周波数推定機構を導入し、モデルベースド構成とする。また、推定した値はフィードフォワードのノミナルモデルへと利用し、応答の改善をはかる。図 4.2.1 に全体の制御系を示す。

ただしここで DIMC と違うのは、モデル化誤差が存在した場合の目標値応答の伝達関数である。その差による影響を受けずに、この構成でも問題なく周波数推定を行い、振動抑制効果が得られることを次節で検証する。

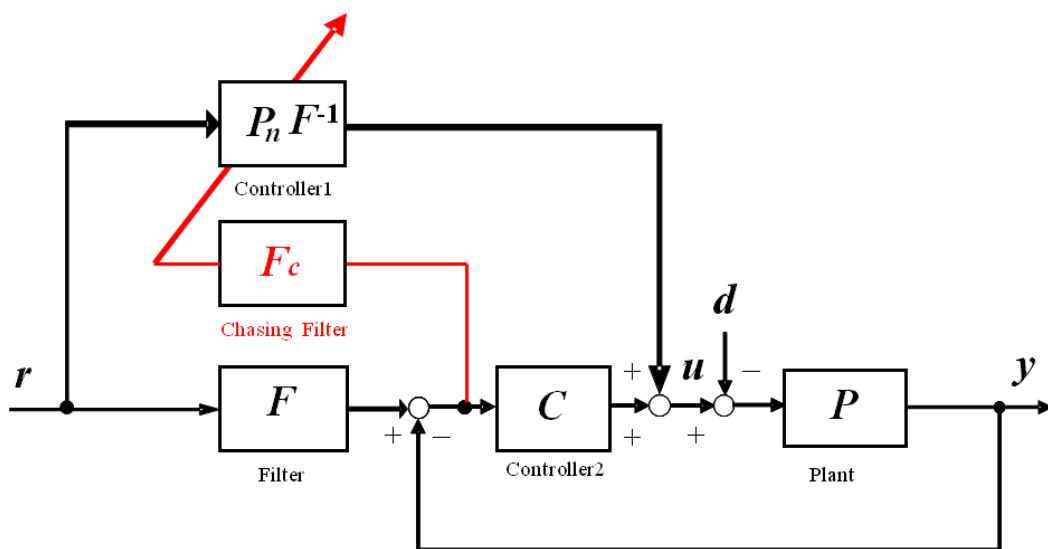


図 4.2.1 周波数追従機構を有する 2 自由度制御系

## 4.3 シミュレーション結果

図 4.2.1 においてステップ指令・矩形波指令を入力し、そのときの周波数追従性を確認する。そして目標値応答性と、3.2 節の周波数追従 DIMC と同じくモデル化周波数追従フィルタなし (without F) の応答をシミュレーションにて比較する。

また、ここではステップ指令 1s 後に、ステップ外乱を印加し、そのときの周波数追従性と外乱応答性の確認を行う。シミュレーション条件は以下の設定を除き、すべて 3.2 節と同じである。

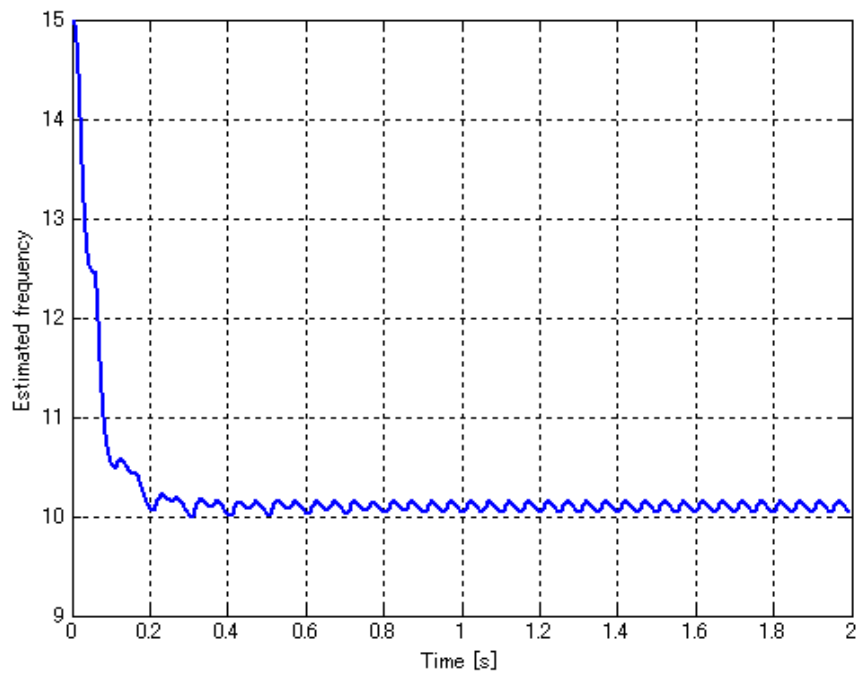
- ・フィードバックコントローラ  $C$  : PID (制御帯域 7rad/s)
- ・追従アルゴリズム用パラメータ : ①ステップ指令 [ $r = 0.006, \lambda = 0.001$ ]  
②矩形波指令 [ $r = 0.008, \lambda = 0.0005$ ]

図 4.3.1 に目標値ステップに対する周波数追従性と目標値応答を示す。まず、ステップ応答波形だが、この設定だと 0.3s 以内に 10Hz 近傍に推定することが確認できた。この推定速度により、目標値応答の過渡部分まで振動抑制され、理想的な応答に極めて近い応答性を得ることができた。また、表 4.3.3 に、ステップ応答に対して定量評価を示す。

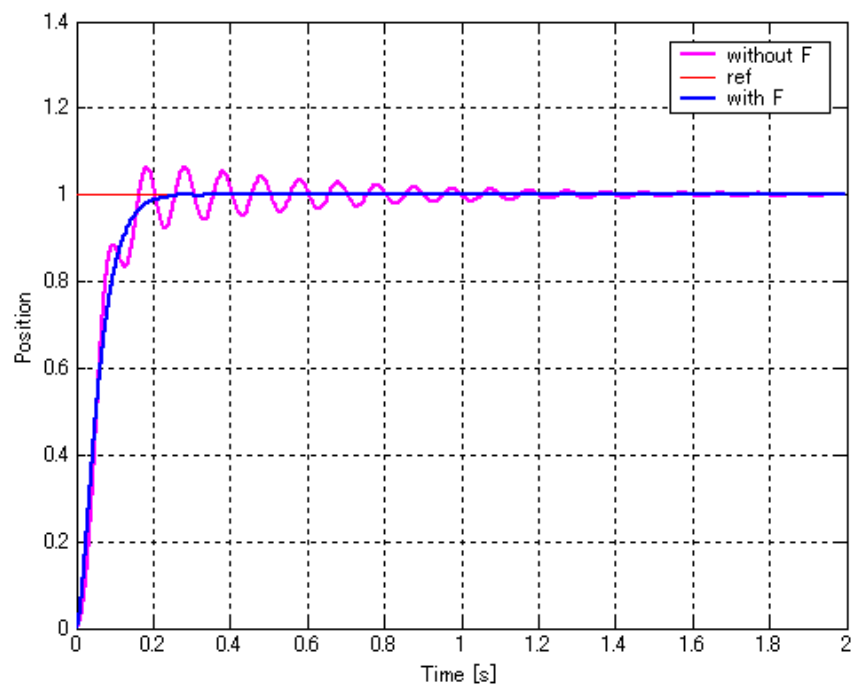
表 4.3.3 ステップ目標値応答の評価

	オーバーシュート[%]	整定時間[s]
with F	0	0.17
without F	8	0.42





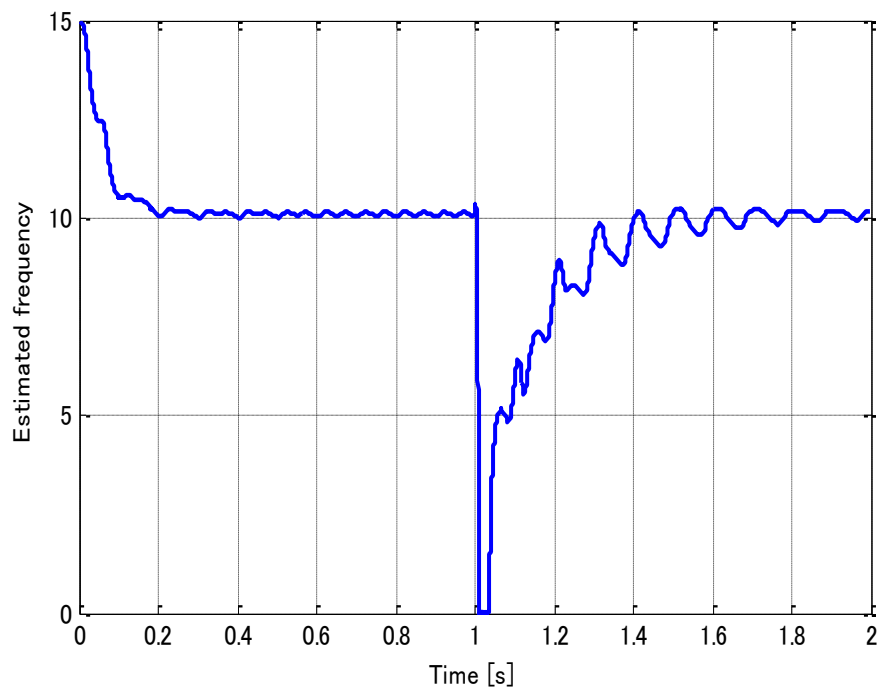
(a) 推定周波数



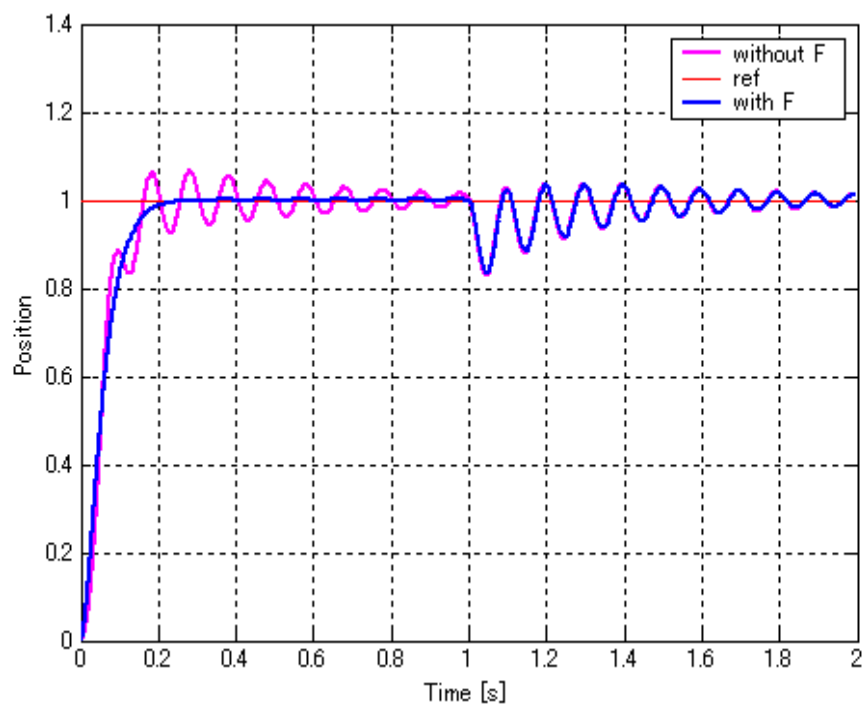
(b) ステップ応答波形

図 4.3.1 ステップ指令に対する周波数追従性と目標値応答性

次に、ステップ指令 1s 後に、ステップ外乱を印加し、そのときの周波数追従性と外乱応答性の確認を行う。外乱印加時だが、外乱が入ると周波数追従機構に入力される信号の位相が変化する。その結果、急激に大きな振幅となる。しかしながら、一定時間経過後には再び 10Hz へと収束しているのが確認できる。これによって、外乱に対してもパラメータ設定が適切であれば、収束アルゴリズムは機能するということがわかる。オーバーシュートに着目したとき、ステップ数が進むにつれて、オーバーシュートが改善していくことが分かる。この 2 自由度の構成であれば、予期せぬ外乱が印加されても、PID コントローラで制御を行いつつ共振周波数の推定も可能である。以上より、目標値を整形しつつ、外乱に対し系を安定に保つ、2 自由度制御系での有効性が確認できた。



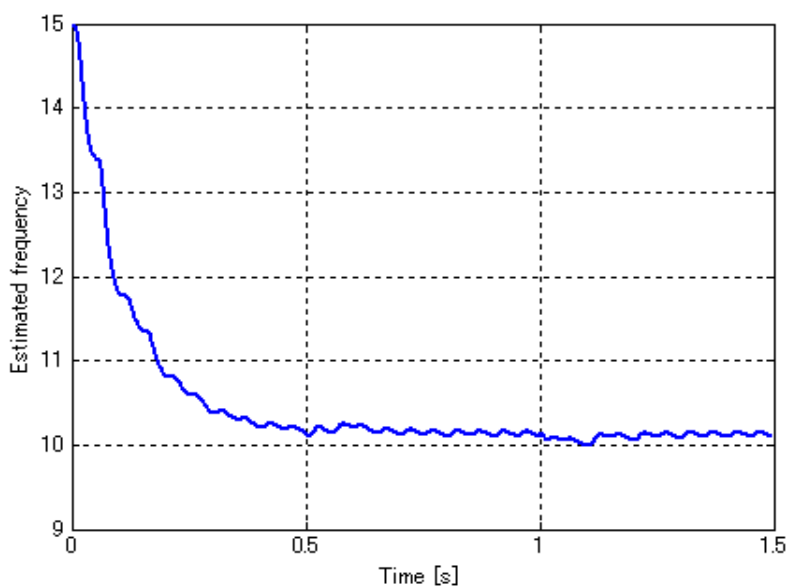
(a) 推定周波数



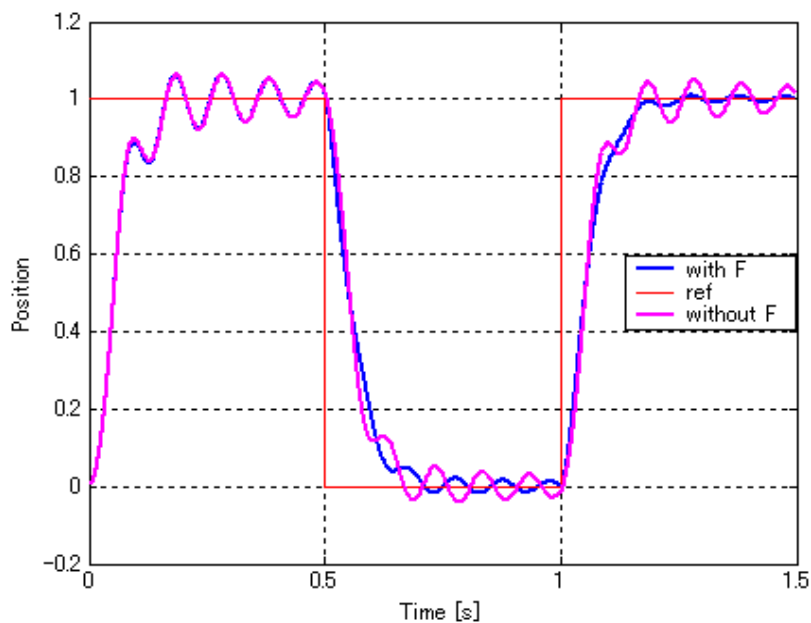
(b) 目標値 + 外乱応答性

図 4.3.2 ステップ指令+外乱に対する周波数追従性と応答性

続いて、図 4.3.4 に矩形波指令に対する周波数追従性と矩形波応答を示す。矩形波に関して DIMC と同様の結果が得られた。図 4.3.4(a) から、0.3s 後には共振周波数である 10Hz へと推定周波数が追従していることがわかる。また、図 4.3.4(b) より、周波数追従なしの場合には振動が残るが、周波数追従ありでは、追従後は指令変化に対して、フィルタ応答そのものの所望の特性が得られていることが確認できる。これにより、矩形波応答に関し、共振周波数は推定可能であるということが分かる。



(a) 推定周波数



(b) 目標値応答性

図 4.3.4 矩形波指令に対する周波数追従性と目標値応答性

## 第5章 まとめ

最後に本論文のまとめを記す。本論文では制御対象の共振周波数をオンラインで推定する周波数追従機構を用い、外乱オブザーバに基づく内部モデル制御系の構築を行い、シミュレーションにてその有効性を検証した。

まず第2章では、外乱振動数の変化に対する周波数追従ピークフィルタの適応アルゴリズムの妥当性を確認し、周波数追従ピークフィルタを使ったノッチフィルタを用いて、プラントを精密ステージ+共振特性とした位置決め制御系を構成した。

また、第3章で、提案手法である外乱オブザーバに基づく内部モデル制御系のコントローラ設計法を説明し、外乱オブザーバに基づく内部モデル制御 (DIMC) への周波数追従機構の適用をし、制御系として構築した。ここでは、まず、周波数追従機構を有する外乱オブザーバに基づく内部モデル制御系を構成し、その有効性をステップ指令・矩形波指令に対する周波数追従性、目標値応答性、振動抑制効果の観点において、シミュレーションにて検証した。周波数追従機構により周波数変動する共振負荷に対する適応化した外乱オブザーバに基づく内部モデル制御法 (DIMC) を構築した。シミュレーションにより、制御対象の共振周波数が推定できること、また、過渡応答に影響を及ぼさず、特に定常状態の振動抑制効果がえられることが確認できた。外乱応答においても、推定周波数は一時的に変化するものの、周波数追従機構を持たない制御系に比べ、十分に良好な応答となることを確認した。

最後に、第4章では周波数追従機構を有する2自由度制御系 (DOF) を構築し、ステップ指令、矩形波指令に対し上述の適応化 DIMC 同様に、周波数追従性、目標値応答性、振動抑制における効果をシミュレーションにて確認した。また、外乱に対する2自由度系制御の有効性も検証した。

今後の課題としては、外乱オブザーバに基づく内部モデル (DIMC) に周波数追従を応用したが、他のモデルベースド制御系などに応用することが挙げられる。また、これまでのアナログ制御電源では、個々の負荷に対して設計条件を変えて個別の制御器を設計し、部品の微調整や再設計、または交換を行っていた。これに対して、デジタル制御電源では、広範囲な負荷変動または直流電源電圧変動に対してソフトウェアの変更だけで、制御器のチューニングが可能である。したがって、デジタル制御電源へ DIMC の適応化を行い、それらの結果を反映させて実機での実装によりその有効性の検証を行うことなどが挙げられる。

## 参考文献

- [1] 湧井 伸二、橋本 誠司、高梨宏之、中村幸記：現場で役立つ制御工学の基本、コロナ社 (2011)
- [2] 木暮 雅之、橋本 誠司、石川 赴夫：内部モデル制御に基づく高応答・高精度制御手法、産業計測制御研究会、電気学会研究会資料、IIC-06-120、pp31-36 (2006)
- [3] 櫻井 真也、橋本 誠司：周波数追従機構を有するモデルベースド制御系の構築、第 1 回 栃木・群馬支所合同研究発表会 (2011)
- [4] 小澤 豊：データ記憶装置、位置決め装置および位置決め方法、特開 2003-1099335
- [5] 木坂正志：周波数追従ピークフィルタ、電気学会研究会資料、産業計測制御研究会、IIC-04-70、pp19-23 (2004)
- [6] 木坂正志：周波数追従型ピークフィルタを使った適応ノッチフィルタ、電気学会産業計測制御研究会資料、IIC-06-136、pp27-30 (2006)
- [7] 内田博：HDD ベンチマーク問題を用いた適応ピークフィルタの基礎検討、平成 21 年電気学会産業応用部門大会講演論文集、2-04-2、pp143-148 (2009)
- [8] 福島 啓介、藤本 博志、中川 真介：制振 PTC による磁気ディスク装置のショートスパイク制御、電学論D, Vol. 126, No. 6, pp.706-712 (2006)
- [9] 蜂巢 慎二：周波数追従型ピークフィルタによる超精密ステージの振動低減手法、平成 21 年度群馬大学卒業論文 (2010)
- [10] Hashimoto.S., Nitta.M., Shimosakai.K., Konuma.M: Identification model-based control system design for semiconductor manufacturing equipment, ICIEA 2009 4th IEEE Conference, Xi'an, China (2009)
- [11] 木暮 雅之、橋本 誠司、石川 赴夫：内部モデル制御に基づく高応答・高精度制御手法、産業計測制御研究会、電気学会研究会資料、IIC-06-120、pp31-36 (2006)
- [12] 木暮 雅之：外乱オブザーバに基づく内部モデル制御の適応化とその産業応用、平成 19 年度群馬大学大学院修士論文 (2008)
- [13] 近藤 智文：内燃機関用動弁系の制御開発に関する研究、平成 20 年度群馬大学大学院修士論文 (2009)
- [14] 五箇 成輝：適応同定と予測制御を用いた半導体製造用超精密ステージの高速・高応答制御手法、平成 19 年度群馬大学大学院修士論文 (2008)
- [15] 下境 啓介：時間・空間分解能制約を考慮した制御系設計に関する研究とその応用、平成 21 年度群馬大学大学院修士論文 (2010)
- [16] 樋口 龍雄：自動制御理論、森北出版株式会社 (1989)
- [17] 小郷、美多：システム制御理論入門、実教出版株式会社 (1979)
- [18] 野波 健蔵：MATLAB による制御系設計、東京電機大学出版局 (1998)

- [19] 大類 重範：デジタル信号処理、日本理工出版会 (2001)
- [20] Graham C.Goodwin：CONTROL SYSTEM DESIGN, Prentice Hall (2000)
- [21] 林 晴比古：新訂 新 C 言語入門 シニア編、ソフトバンククリエイティブ株式会社 (2007)
- [22] 桜井 真也：周波数追従機構を有するモデルベースド制御系の開発平成 22 年度群馬大学卒業論文 (2011)

## 発表文献

- [1] チュアン ヴァン コーア\*、橋本 誠司：共振負荷の周波数変動に対する適応制御法の構築、第 2 回 電気学会栃木・群馬支所合同研究発表会 (2012)
- [2] K. Nakajima, J. Nakajima, T. V. Khoa, S. Hashimoto, “Identification Method of Nonlinear Systems with Friction Based on Genetic Algorithm”, KAM2010 2010 Third International Symposium on Knowledge Acquisition and Modeling October 20-21, pp.55-58, 2010.

# 謝辞

最後に本論文をまとめるにあたり、様々な方々にお世話になったことに対してこの場を借りて感謝いたします。

まず、本研究を行うにあたり、多大なるご指導をいただきました橋本誠司准教授に厚く御礼を申し上げます。

そして副査としてご指導いただきました石川赴夫教授、高橋俊樹教授に深く感謝します。

最後に、数々の有益な助言、的確なアドバイスをいただき共に協力して過ごした橋本研究室の皆様にも心から感謝申し上げます。